МАССОВАЯ РАДИО-БИБЛИОТЕКА
13

С. М. ГЕРАСИМОВ

РАСЧЕТ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПРИЕМНИКОВ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

КВАДРАТНЫЕ СТЕПЕНИ И КОРНИ ДЛЯ ЧИСЛА n ОТ 1 ДО 100

n	n^2	$\sqrt{n}$	n	n^2	$\sqrt{n}$	n	n^2	$\sqrt{n}$	n	n^2	$\sqrt{n}$	n	n^2	$\sqrt{n}$
1	1	1,0000	21	441	4,5826	41	1 681	6,4031	61	3 721	7,8102	81	6 561	9,0000
2	4	1,4142	22	484	4,6904	42	1 764	6,4807	62	3 844	7,8740	82	6 724	9,0554
3	9	1,7321	23	529	4,7958	43	1 849	6,5574	63	3 969	7,9373	83	6 889	9,1104
4	16	2,0000	24	576	4,8990	44	1 936	6,6332	64	4 096	8,0000	84	7 056	9,1656
5	25	2,2361	25	625	5,0000	45	2 025	6,7082	65	4 225	8,0623	85	7 225	9,2195
6	36	2,4495	26	676	5,0990	46	2 116	6,7823	66	4 356	8,1240	86	7 396	9,2756
7	49	2,6458	27	729	5,1962	47	2 209	6,8557	67	4 489	8,1864	87	7 569	9,3274
8	64	2,8284	28	784	5,2915	48	2 304	6,9282	68	4 624	8,2462	88	7 774	9,3808
9	81	3,0000	29	841	5,3852	49	2 401	7,0000	69	4 761	8,3066	89	7 921	9,4340
10	100	3,1623	30	900	5,4772	50	2 500	7,0711	70	4 900	8,3664	90	8 100	9,4868
11	121	3,3166	31	961	5,5678	51	2 601	7,1414	71	5 041	8,4261	91	8 281	9,5394
12	144	3,4641	32	1 024	5,6569	52	2 704	7,2111	72	5 184	8,4853	92	8 464	9,5917
13	169	3,6056	33	1 089	5,7446	53	2 809	7,2801	73	5 329	8,5440	93	8 649	9,6437
14	196	3,7417	34	1 156	5,8310	54	2 916	7,3485	74	5 476	8,6023	94	8 836	9,6954
15	225	3,8730	35	1 225	5,9161	55	3 025	7,4162	75	5 625	8,6603	95	9 025	9,7468
16	256	4,0000	36	1 296	6,0000	56	3 136	7,4833	76	5 776	8,7178	96	9 216	9,7980
17	289	4,1231	37	1 369	6,0828	57	3 249	7,5498	77	5 929	8,7750	97	9 409	9,8489
18	324	4,2426	38	1 444	6,1644	58	3 364	7,6158	78	6 084	8,8318	98	9604	9,8995
19	361	4,3589	39	1 521	6,2450	59	3 481	7,6810	79	6 241	8,8882	99	9 801	9,9599
20	400	4,4721	40	1 600	6,3246	60	3 600	7,7461	80	6 400	8,9443	100	10 000	10,0000

Примечание. Если n больше 100, то следует поступать следующим образом. Допустим $n = 8{,}7 \cdot 10^5$ (870'000). Это число можно написать как $n = 87 \cdot 10^4$. Тогда $n^2 = 87^2 \cdot (10^4)^2 = 7\,569 \cdot 10^8$, а $\sqrt{n} = \sqrt{87 \cdot 10^4} = \sqrt{87} \cdot \sqrt{10^4} = 9{,}32 \cdot 10^2$.

Если задано, например, число $n = 8{,}75 \cdot 10^5$, то его необходимо округлить либо до $n = 8{,}7 \cdot 10^5$, либо до $8{,}8 \cdot 10^5$. Когда цифра десятых меньше 5, то n следует округлять до меньшего числа, и наоборот. Точность расчетов при этом снижается.

Уточнить результат можно следующим образом. Находят сначала $87^2 = 7\,569$ и $88^2 = 7\,744$. Тогда $87{,}5^2 \approx 7\,569 + (7\,744 - 7\,569) \times 0{,}5 = 7\,656{,}5$. Такой метод вычислений называется интерполированием.

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА
ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

Выпуск 126

С. М. ГЕРАСИМОВ

РАСЧЕТ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПРИЕМНИКОВ

Рекомендовано Управлением технической подготовки Оргкомитета Всесоюзного добровольного общества содействия армии, авиации и флоту СССР в качестве пособия для радиоклубов и радиокружков.



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1951 ЛЕНИНГРАД

51069

Книга рассчитана на широкий круг радиолюбителей.

В ней приведены все материалы, которые необходимы при расчете радиоприемников.

Излагается типовой упрощенный расчет радиоприемников по супергетеродинной схеме и по схеме прямого усиления.

Даны упрощенные формулы и номограммы для расчета элементов схемы по заданным характеристикам радиоприемника и конструктивный расчет ряда деталей. Пользуясь книгой, радиолюбитель сможет рассчитать и построить высококачественный радиоприемник с нужными характеристиками.

Редактор *Конашинский Д. А.* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в пр-во 13/VIII 1951 г. Подписано к печати 21/XI 1951 г.
Бумага $82 \times 108^{1}/_{32} = 2^{1}/_{4}$ бумажных — 7,38 п. л. Уч.-изд. л. 9
Т-08976. Тираж 50 000 экз. Зак. 1296

Типография Госэнергоиздата, Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Со времени создания первого в мире радиоприемника великим русским ученым, изобретателем радио А. С. Поповым, прошло более полувека. За этот период времени техника радиоприема шагнула далеко вперед. Особенно значительные успехи в этом отношении были сделаны за последние 15—20 лет благодаря работам советских ученых.

Большое значение для развития техники радиоприема имели научные исследования по нелинейным колебаниям, возглавлявшиеся академиками Л. И. Мандельштамом, Н. Д. Папалекси, А. А. Андроновым и др. Разработка ламп с дисковыми и цилиндрическими выводами, выполненная в 1938 г. советскими инженерами Н. Д. Девятковым и Е. Н. Данильцевым, позволила успешно решить основные затруднения с радиоприемом весьма слабых колебаний на ультракоротких волнах. Предложение советского ученого Д. А. Рожанского превращать скоростную модуляцию электронов в пульсации конвекционного тока, приведшее к созданию современного клистрона, дало возможность создать совершенные радиоприемники для диапазона сантиметровых волн. Глубокое исследование вопросов помехоустойчивого радиоприема принадлежит советским ученым В. А. Котельникову, В. И. Сифорову и др.

Современный радиолюбительский приемник является сложным устройством, конструирование и налаживание которого без предварительного расчета вряд ли возможно.

В настоящей брошюре излагаются вопросы проверочного расчета радиолюбительских приемников, предназначенных для приема радиовещательных станций с амплитудной модуляцией.

Со времени выхода в свет первого издания аналогичной брошюры истекло более 10 лет. Поэтому при подготовке настоящего издания оказалось необходимым переработать большинство глав. Справочные данные почти полностью заменены новыми. Заново написаны разделы по расчету цепей автоматического регулирования усиления и отрицательной обратной связи. Существенно переработаны главы по расчету усилителей высокой частоты и гетеродина.

С. Герасимов

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ СТУПЕНИ И ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКА

По принципу работы современные радиовещательные приемники можно разделить на три основных типа: детекторные, прямого усиления и супергетеродины.

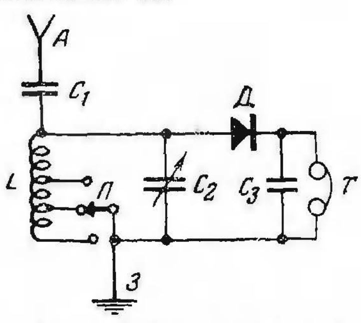
Детекторный приемник

Детекторный приемник является радиоприемником наиболее простой схемы (фиг. 1), состоящей из:

а) колебательного контура LC_2 с присоединенной к нему антенной A;

б) цепи детектора $Д$ с телефонными трубками T (наушниками)

В схеме детекторного радиоприемника расчету подлежит колебательный контур с учетом влияния на последний цепи антенны и сопротивления, вносимого в него цепью детектора.



Фиг. 1. Схема детекторного радиоприемника.

Приемник прямого усиления

Приемник прямого усиления является ламповым радиоприемником, содержащим:

а) ступени усиления высокой частоты (УВЧ);

б) детекторную ступень;

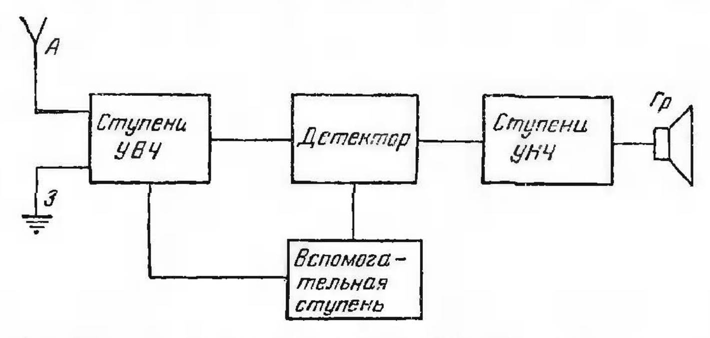
в) ступени усиления низкой частоты (УНЧ);

г) вспомогательную ступень.

Скелетная схема приемника прямого усиления представлена на фиг. 2.

В приемнике прямого усиления наряду с указанными выше ступенями должны, строго говоря, рассчитываться также цепь антенна — земля *А — З* и цепь громкоговорителя *Гр*. Но обычно параметры этих цепей, необходимые для расчета смежных с ними ступеней, задаются предварительно и потому в радиолюбительских условиях они не рассчитываются.

Каждая из указанных на фиг. 2 ступеней выполняет свою функцию, предназначенную для обеспечения высококачественной работы всего радиоприемника в целом. В приемной антенне посылаемые передающими радиостанциями электромагнитные волны наводят электродвижущие



Фиг. 2. Скелетная схема радиоприемника прямого усиления.

силы (э. д. с.), соответствующие амплитудам и частотам принимаемых волн. Ступени усиления высокой частоты усиливают э. д. с. той полосы частот, на которую настроены колебательные контуры или полосовые фильтры, стоящие в этих ступенях. Усиление, даваемое ступенями высокой частоты, должно быть таково, чтобы наведенная в антенне э. д. с. достигала напряжения с амплитудой, обеспечивающей наиболее эффективную работу примененного в данном приемнике детектора. Так как для различных детекторов наивыгоднейшие амплитуды подводимых к ним напряжений сильно разнятся по величине, то проектируемые напряжения на выходе усилителя высокой частоты будут зависеть от выбранного типа детектора.

Как указывалось, наводимые в антенне э. д. с. могут быть различных амплитуд и частот. Кроме того, в антенне могут наводиться э. д. с. и источниками помех. Удовлетворительный прием передач желаемой радиостанции возмо-

жен только в том случае, если уровень помех и нежелательных передач значительно меньше уровня полезного сигнала. В зависимости от требований к качеству радиоприема соотношение между уровнями помех и желаемого сигнала изменяется в определенных пределах.

Наводимая в приемной антенне э. д. с. определяет напряжение, поступающее на входные зажимы — на вход приемника. Соотношение между наименьшей амплитудой напряжения $U_{вх}$ на входе приемника, обеспечивающей амплитуду напряжения $U_{вых}$ на выходе ступени усиления высокой частоты, необходимую для наиболее эффективной работы детектора в приемнике, определяет коэффициент усиления K усилителя высокой частоты. Коэффициент усиления K равен:

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Так как у радиоприемников разного назначения и диапазона наименьшая амплитуда на входе, обеспечивающая наиболее эффективную работу детектора, имеет разные значения, то усиление ступеней высокой частоты бывает весьма различным. При приеме более громких станций это усиление обычно даже уменьшают, для чего служат органы регулирования усиления.

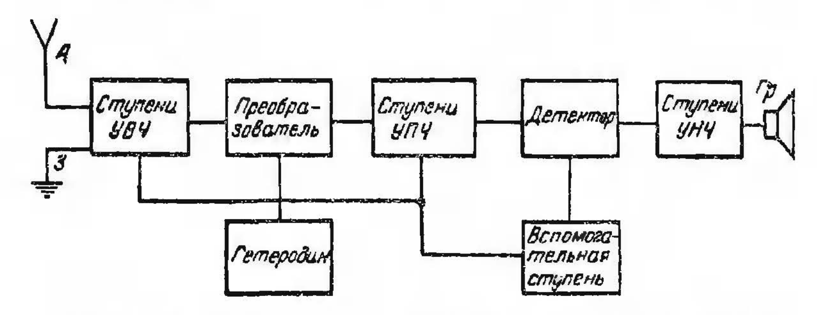
С выхода усилителя высокой частоты напряжение подается на вход детекторной ступени, в цепи которой может также находиться колебательный контур или полосовой фильтр. Тогда напряжение высокой частоты подается на детекторную лампу с зажимов этих колебательных контуров или фильтра. С детекторной ступени напряжение подается на ступени усиления низкой частоты и затем на громкоговоритель. В приемниках, имеющих автоматическое регулирование усиления, с детекторной ступенью связана цепь, подающая отрицательное смещение на сетки ламп ступеней усиления высокой частоты. Эту цепь (фиг. 2) можно назвать вспомогательной ступенью, тем более что в этой цепи обычно имеется самостоятельный детекторный элемент.

Супергетеродинный приемник

Скелетная схема современного радиоприемника супергетеродинного типа приведена на фиг. 3

Антенна радиоприемника связана с усилителем высокой частоты, содержащим колебательные контуры или полосо-

вые фильтры. Усиленные колебания станции, на которую эти контуры настроены, подводятся к преобразователю, где они в результате одновременной подачи к зажимам преобразователя колебаний от принимаемой радиостанции и колебаний от местного генератора высокой частоты (гетеродина) преобразуются в колебания так называемой промежуточной частоты. От преобразователя колебания подаются на вход усилителя промежуточной частоты (УПЧ), который начинается с настроенного на эту промежуточную частоту поло-



Фиг. 3. Скелетная схема супергетеродинного радиоприемника.

сового фильтра. Последующие ступени усилителя промежуточной частоты усиливают колебания этой частоты. От выходной ступени УПЧ колебания подводятся к детектору. Детектор преобразует колебания промежуточной частоты в колебания низкой частоты, которые усиливаются ступенями низкой частоты и затем подаются на громкоговоритель. Детекторная ступень связана со вспомогательной ступенью, осуществляющей автоматическое регулирование усиления.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПРИЕМНИКА

Качество радиоприемника определяется его характеристиками, каждая из которых оценивает определенную область работы приемника. Характеристики радиоприемника можно разбить условно на группы, удобные для последовательного изучения радиоприемников.

А. Электрические характеристики: 1) усиление и чувствительность; 2) избирательность; 3) перекрытие диапазона

волн; 4) частотная характеристика; 5) амплитудная характеристика; 6) характеристика нелинейных искажений.

Б. Характеристики эксплоатационные: 1) источники питания (потребляемая мощность); 2) лампы; 3) антенна; 4) громкоговоритель (нагрузочное сопротивление).

В. Характеристики конструктивные: 1) система управления; 2) система монтажа деталей (шасси); 3) внешнее оформление.

Г. Стоимость изготовления и стоимость эксплоатации: 1) детали и их стоимость; 2) расходы на эксплоатацию.

При расчете и конструировании радиоприемника проектирующий его обычно предварительно задается некоторыми характеристиками, а остальные характеристики определяет из полученных расчетных данных. Однако возможен случай, когда все характеристики приемника заданы, тогда необходимо только определить все основные величины входящих в схему деталей. Значительно проще произвести поверочный расчет приемника, так как в этом случае все величины, входящие в схему, известны и потому все характеристики групп А и Б легко найти расчетным путем.

В радиолюбительской практике чаще всего оказывается необходимым проведение поверочного расчета. Действительно, радиолюбитель почти всегда знает: сколько примерно витков должно быть в катушке контура, в катушке связи с антенной, какова должна быть величина переходной емкости и сопротивления утечки сетки и т. п. и ему необходимо лишь определить характеристику групп А и Б и проверить, насколько они удовлетворительны. Если полученные характеристики окажутся почему-либо неудовлетворительными, то соответствующие величины изменяются и расчет производится вновь. В дальнейшем изложении имеется в виду главным образом поверочный расчет радиоприемника.

Нормальные коэффициент модуляции и мощность

С целью уточнения основных определений необходимо ввести понятия о нормальных коэффициенте модуляции и мощности. Нормальным коэффициентом модуляции m при испытании радиоприемников принято считать $m = 0{,}3$ при модулирующей частоте $F = 400$ *гц* или $F = 1\,000$ *гц*. При этом значении коэффициента модуляции производятся испытания радиоприемников при определении их коэффициента усиления и чувствительности Связывать определе-

ние чувствительности радиоприемника с вполне определенным коэффициентом модуляции необходимо потому, что мощность на выходе радиоприемника зависит не только от величины амплитуды напряжения $U_н$ несущей частоты, но и от коэффициента ее модуляции m, а имеено: от произведения $m \cdot U_н$. Величина $m = 0{,}3$ выбрана (отчасти) условно.

Нормальной мощностью на выходе радиоприемника условно принято считать 0,1 от полной неискаженной мощности, которую может отдать лампа последней ступени приемника при коэффициенте модуляции $m=1$. Так как испытания приемника производятся при $m=0{,}3$, то, строго говоря, мощность на выходе (при неизменной $U_н$) будет в $(1/0{,}3)^2 \approx 11$ раз меньше максимальной. Однако с целью упрощения подсчетов за нормальную мощность принимают 0,1 от максимальной.

Усиление и чувствительность

Достигающие приемной антенны волны радиовещательных станций наводят в ней сравнительно небольшие э. д. с., т. е. вызывают в ней слабые электрические колебания. Ламповый радиоприемник должен усилить эти колебания настолько, чтобы был возможен громкоговорящий прием.

Общее усиление, даваемое приемником, распределяется между всеми его ступенями и равно произведению из усилений, даваемых каждой ступенью в отдельности. Положим, первая ступень дает усиление $K=25$, вторая — $K=10$, третья — $K=4$ и последняя четвертая — $K=10$. Тогда общий коэффициент усиления приемника равен:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 = 25 \cdot 10 \cdot 4 \cdot 10 = 10\,000.$$

В расчет радиоприемника входит определение усиления каждой из его ступеней. Все необходимые для этого формулы приводятся ниже.

Кроме коэффициента усиления радиоприемник характеризуется также его чувствительностью. Чувствительность радиоприемника определяется напряжением высокой частоты, которое необходимо подвести к входу приемника для получения на его выходе нормальной мощности (при условии нормальной модуляции), при этом под подводимым к входу приемника напряжением в данном случае понимается амплитуда э. д. с. (*мкв*) несущей в антенне. Знание чувствительности радиоприемника позволяет определить,

какие станции могут быть им приняты при условии нормальной нагрузки громкоговорителя. Если, например, чувствительность радиоприемника равна 200 *мкв*, то это означает, что он может обеспечить нормальный прием передач радиостанций, электромагнитные волны которых наводят в приемной антенне э. д. с. в 200 или больше микровольт. Радиостанции, наводящие в антенне меньшие э. д. с., будут слышны слабо или вовсе не будут слышны.

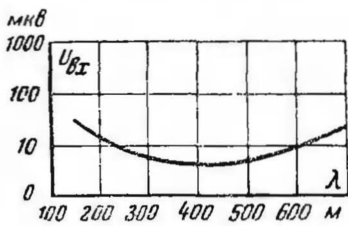
Чувствительность радиоприемника иногда определяют не по наводимой в приемной антенне э. д. с., а по напряженности поля, создаваемого у приемной антенны проходящей волной. В простейшем случае наведенная в антенне э. д. с. E_A равна:

$$E_A = \mathrm{E} \cdot h_\partial,$$

где Е—напряженность поля;

h_∂ — действующая высота антенны.

Для любительских антенн обычно принимается $h_\partial = 4$ *м*.



Фиг. 4. Изменение чувствительности радиоприемника по диапазону.

Следовательно, чувствительность приемника по напряженности поля будет выражаться числом в 4 раза меньшим, чем его чувствительность по наведенной в антенне э. д. с.

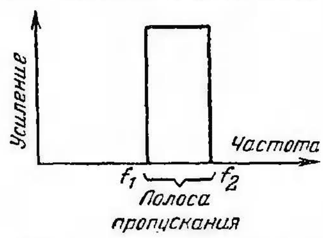
Чувствительность радиоприемника связана с его коэффициентом усиления: чем больше коэффициент усиления, тем больше чувствительность.

Усиление и чувствительность радиоприемника изменяются с изменением его настройки. Как подсчитываются усиление и чувствительность приемника и как уменьшить эти изменения с изменением настройки, будет показано ниже.

Зависимость коэффициента усиления или чувствительности приемника от изменения его настройки обычно изображается графически (фиг. 4): по горизонтальной оси откладываются частоты или длины волн настройки радиоприемника, а по вертикальной оси — его чувствительность.

Избирательность

В антенне наводятся э. д. с. всеми электромагнитными волнами, достигающими антенны. Радиоприемник, подсоединенный к такой антенне, должен выделить и усилить сигналы только одной радиостанции, именно той, на которую он в данный момент настроен. Это свойство радиоприемника характеризуется его избирательностью. Следовательно, избирательность радиоприемника характеризуется тем, что из громадного числа высокочастотных колебаний, поступающих на вход радиоприемника, он способен выделить и затем усилить колебания, лежащие только в пределах небольшой полосы частот, и только сигналы, передаваемые на этой полосе частот, будут приняты приемником.



Фиг. 5. Идеальная кривая избирательности.

Пусть радиоприемник настроен так, что им усиливается (пропускается) полоса частот от 990 до 1 000 *кгц*. Если несущая частота колебаний на передающей радиостанции равна 995 *кгц* и при модуляции этой несущей излучаются еще боковые частоты в полосах от 995 до 1 000 *кгц* и от 995 до 990 *кгц*, то данным приемником будут приняты (при достаточной чувствительности его) сигналы только этой радиостанции.

Радиоприемник должен вносить минимум искажений в принимаемые сигналы. Поэтому он должен равномерно усиливать все частоты, лежащие в его полосе пропускания. Графически это требование изображено на фиг. 5: все частоты, входящие в полосу пропускания (от f_1 до f_2), усиливаются одинаково, все частоты вне полосы пропускания не усиливаются вовсе. Полностью это требование на практике почти никогда не выполняется, отчасти оно выполняется лишь в высококачественных приемниках — супергетеродинах. Кривая фиг. 5 называется кривой верности воспроизведения частот.

Избирательность радиоприемника определяется главным образом качеством и количеством его колебательных контуров (или полосовых фильтров), но зависит также в некоторой степени и от детектора и усилителя низкой частоты.

Избирательность ступеней усиления высокой частоты определяется только избирательностью колебательных контуров и характеризуется кривой избирательности. Кривая избирательности усилителя высокой частоты показывает зависимость коэффициента усиления K от расстройки между резонансной частотой контуров и частотой, для которой определяется коэффициент усиления. Примерная кривая избирательности показана на фиг. 6.

Иногда удобнее по осям координат откладывать не абсолютные, а относительные значения коэффициента усиления и расстройки. Тогда по вертикальной оси (ось ординат) откладывают отношение

$$\frac{K_{рас}}{K_{рез}},$$

Фиг. 6. Реальная кривая избирательности.

где $K_{рас}$ — коэффициент усиления при расстройке Δf;

$K_{рез}$ — коэффициент усиления при настройке в резонанс; по горизонтальной оси (ось абсцисс) откладывают величину относительной расстройки в %;

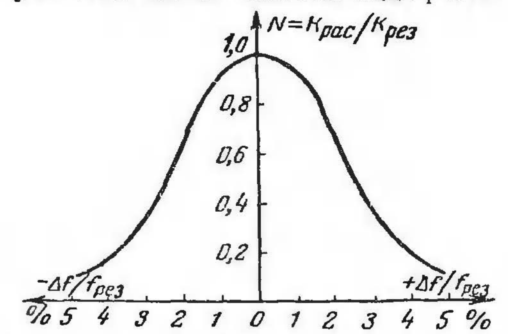
$$\frac{\Delta f}{f_{рез}} \cdot 100\%.$$

Кривая избирательности в этом случае имеет вид, показанный на фиг. 7.

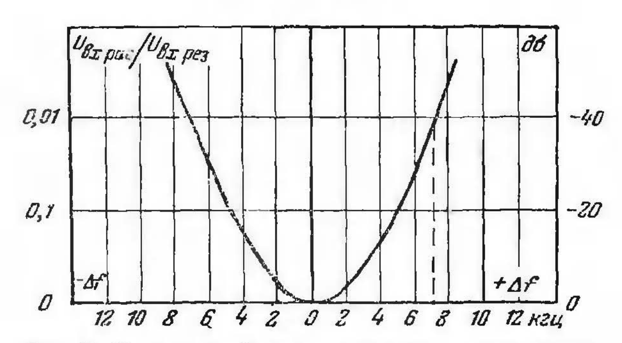
Существует метод графического изображения избирательности радиоприемника, очень удобный при лабораторных испытаниях радиоприемников. Этот метод состоит в том, что на вход приемника, настроенного в резонанс на данную высокую частоту, подводят нормально модулированное напряжение и отмечают напряжение (или мощность) на выходе приемника. Затем изменяют в ту и другую сторону от резонанса частоту подводимого к приемнику напряжения (настройка приемника не меняется), величину которого подбирают так, чтобы при каждой расстройке на выходе приемника получалась одна и та же мощность, равная мощности на выходе при резонансной частоте.

Уменьшение коэффициента усиления для частот, отличающихся от резонансной, увеличивается с увеличением расстройки и поэтому для сохранения постоянства мощности на выходе на вход приемника необходимо подавать все бо́льшие напряжения.

Так как в процессе этого измерения режимы детектора и ступеней усиления низкой частоты поддерживаются неиз-



Фиг. 7. Кривая избирательности в относительных масштабах.

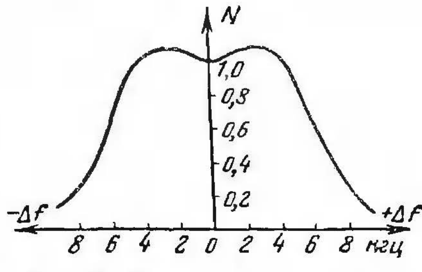


Фиг. 8. Кривая избирательности радиоприемника.

менными, то усиление приемника будет изменяться только за счет избирательности его колебательных контуров (или полосовых фильтров).

При построении кривой избирательности по оси ординат откладывается (обычно в логарифмическом масштабе) отношение $U_{вх.рас}/U_{вх.рез}$, а по оси абсцисс—расстройка $\Delta f = f - f_{рез}$ в *кгц*. В этом случае кривая избирательности принимает вид кривой на фиг. 8. Из этой кривой, напри-

мер, видно, что для сохранения неизменной выходной мощности, при расстройке в 7 *кгц* напряжение на входе приемника необходимо увеличить в 100 раз по сравнению с напряжением при резонансе. Для такой расстройки ослабление усиления равно 40 *дб* ($N = 20 \lg U_{вх.рас} / U_{вх.рез} = 20 \lg 100 = 20 \cdot 2 = 40$).



Фиг. 9. Кривая избирательности полосового фильтра.

Легко сообразить, что чем больше избирательность приемника, тем лучше его отстройка от мешающих радиостанций. Идеальной кривой избирательности является П-образная кривая, но в реальных радиоприемниках форма кривой избирательности обычно напоминает кривые фиг. 7 или фиг. 9, последняя кривая избирательности характерна для полосовых фильтров.

Определение полосы пропускания для кривых фиг. 7 и 9 изложено ниже.

Диапазон волн

В настоящее время радиовещательные станции работают на средних, промежуточных, коротких и метровых волнах. Для обеспечения перекрытия определенного диапазона волн в радиоприемниках применяются конденсаторы переменной емкости и переключатели, меняющие подсоединяемые к этим конденсаторам индуктивности. В результате общий диапазон волн радиоприемника составляется из нескольких поддиапазонов, число которых соответствует числу переключений переключателя.

Если к радиоприемнику предъявляется требование плавного перекрытия всего заданного диапазона волн, то каждый поддиапазон должен захватывать (перекрывать) часть смежных с ним поддиапазонов. Этим обеспечивается отсутствие провалов в настройке, т. е. наличие хотя бы узкого участка волн, не охватываемого настройкой радиоприемника. Однако в некоторых типах радиоприемников такие провалы устраиваются преднамеренно. Обычно эти провалы соответствуют диапазону волн, в котором радиовещатель-

ные передачи или совсем не производятся, или их производится слишком мало.

Вопросы выбора типов конденсаторов и катушек, входящих в колебательные контуры, а также соответствующих переключений решаются при расчете радиоприемника в соответствии с заданными диапазонами волн и характером перекрытия этих диапазонов. Эти вопросы рассматриваются в последующих главах.

Частотная характеристика

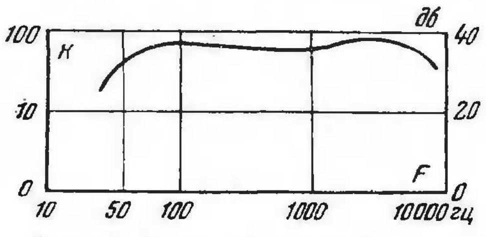
Полоса частот колебаний (несущая и боковые частоты), излучаемых антенной передающей радиостанции, является результатом модуляции колебаний на несущей частоте передатчика колебаниями звуковой частоты, поступающими от микрофона. Чтобы сохранить натуральность передачи, необходимо все частоты, лежащие в данной полосе, усиливать совершенно одинаково. Это требование должно выполняться усилителем высокой частоты, входящим в радиоприемник; степень выполнения им этого требования зависит от кривой избирательности приемника. Чем уже кривая избирательности, тем меньше им усиливаются крайние боковые частоты полосы, тем большими получаются частотные искажения. Сохранение натуральности передачи требует также равномерного усиления модулирующих частот детекторной ступенью и ступенями усиления низкой частоты, которые также неравномерно усиливают различные частоты. Все это приводит к частотным искажениям в приемнике. О величине искажений судят по частотным характеристикам этих ступеней.

Частотной характеристикой детекторной ступени называется зависимость коэффициента преобразования (и усиления) детектора от частоты модулирующего сигнала. Частотной характеристикой ступеней усиления низкой частоты называется зависимость их коэффициента усиления от частоты модулирующего сигнала. Эти характеристики изображаются, как показано на фиг. 10. Частотная характеристика всего радоприемника зависит от кривой избирательности, частотной характеристики детекторной ступени и частотной характеристики ступеней низкой частоты приемника.

В супергетеродинах кривая избирательности имеет наиболее выгодную с точки зрения равномерного усиления

заданной полосы частот форму вследствие применения полосовых фильтров на фиксированной (промежуточной) частоте, что позволяет обеспечить равномерное усиление частот до 4 500 *гц* и выше.

Высококачественный радиоприем возможен лишь при приеме без помех со стороны других радиостанций в полосе

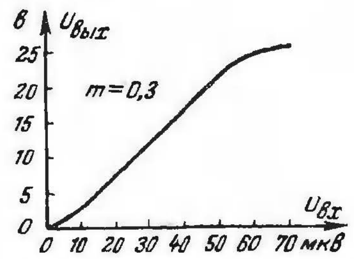


Фиг. 10. Частотная характеристика.

примерно до 8 *кгц* в обе стороны от несущей частоты выбранной передачи и при условии, что уровень полезного сигнала в месте приема значительно превышает уровень шумов (атмосферные и промышленные помехи).

Амплитудная характеристика

Амплитудная характеристика приемника показывает зависимость напряжения на его выходе от напряжения на его входе (при нормальной модуляции). Примерная амплитудная характеристика показана на фиг. 11.



Фиг. 11. Амплитудная характеристика радиоприемника.

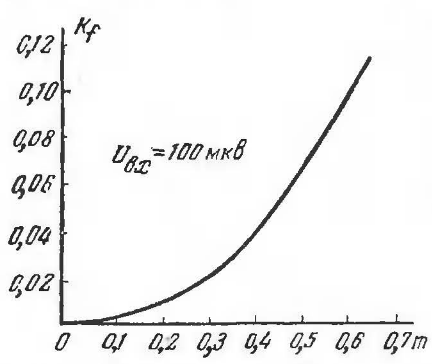
Криволинейный участок в верхней части амплитудной характеристики объясняется перегрузкой какой-либо одной или нескольких ступеней радиоприемника. Перегрузка чаще всего получается в выходной ступени или в детекторе. В радиоприемниках с автоматическим регулированием громкости изгиб амплитудной характеристики свидетельствует о начале действия автоматического регулирования.

Амплитудная характеристика ступеней усиления низкой частоты показывает зависимость напряжения на выходе ра-

диоприемника от напряжения на входе усилителя низкой частоты. Криволинейность амплитудной характеристики свидетельствует о наличии перегрузки и появлении нелинейных искажений (проявляются в виде призвуков и хрипов).

Характеристика нелинейных искажений

Если на вход радиоприемника подать колебания высокой частоты, модулированные чисто синусоидальным напряжением, то напряжение на выходе приемника может получиться либо также чисто синусоидальным, либо иметь вид искаженной синусоиды. Говорят, что в первом случае радиоприемник не вносит нелинейных искажений, а во втором случае имеют место нелинейные искажения. Так как периодическая кривая искаженной формы всегда представляет сумму синусоидальных кривых (гармоник), то очевидно, что если в приемнике имеются нелинейные искажения, то они обусловливаются внесением самим приемником в принимаемый сигнал добавочных, отсутствующих первоначально в нем частот. При наличии в радиоприемнике значительных нелинейных искажений форма кривой напряжения на выходе приемника может оказаться очень мало похожей на форму кривой напряжения на его входе, и качество воспроизведения резко снижается.



Фиг. 12. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от глубины модуляции.

Человеческое ухо очень чувствительно к нелинейным искажениям. Поэтому к высококачественным радиоприемникам предъявляются повышенные требования по снижению нелинейных искажений до минимальной величины.

Нелинейные искажения характеризуются коэффициентом нелинейных искажений

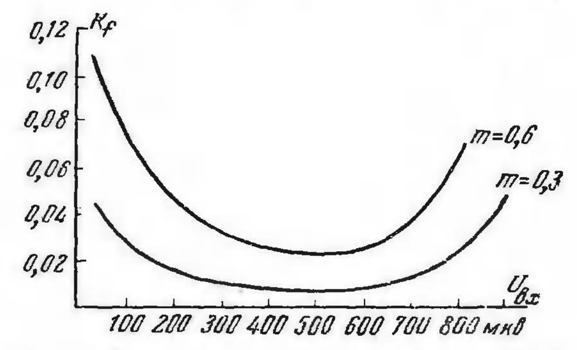
$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U_1},$$

где U_1 — амплитуда основной частоты (первой гармоники);

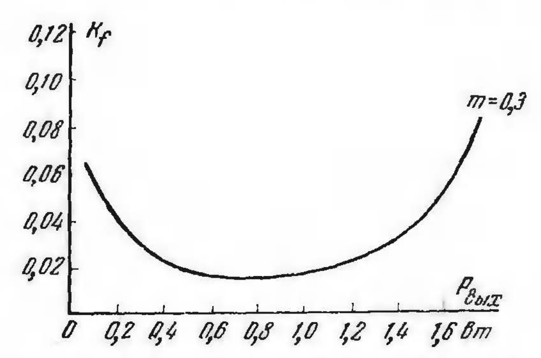
U_2 — амплитуда второй гармоники (результат нелинейных искажений);

U_3 — амплитуда третьей гармоники (результат нелинейных искажений) и т. д.

В хороших радиоприемниках K_f меньше 5—10%. Коэффициент нелинейных искажений для всего радиоприемника



Фиг. 13. Зависимость коэффициента нелинейных искажений радиоприемника от напряжения на его входе при различной глубине модуляции.



Фиг. 14. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от выходной мощности.

рассчитать довольно трудно, его определение по ступеням дается ниже.

При испытаниях радиоприемников коэффициент K_f измеряют в функции коэффициента модуляции m, амплитуды входного сигнала и выходной мощности. Соответствующие характеристики приведены на фиг. 12, 13, 14.

Из кривой фиг. 12 видно, что чем меньше коэффициент модуляции m, тем меньше коэффициент нелинейных искажений K_f. Так, например, для квадратичного детектора (область малых амплитуд) $K_f = 0{,}25\ m$; при $m = 0$ и $K_f = 0$, а при $m = 1$ $K_f = 0{,}25$, т. е. 25%.

Из кривых фиг. 13 видно, что K_f получается минимальным при некоторых средних значениях $U_{вх}$. При малых $U_{вх}$ K_f сильно возрастает за счет перехода рабочей точки детектора на квадратичный участок. При больших значениях $U_{вх}$ коэффициент K_f растет за счет перегрузки одного (или нескольких) каскадов радиоприемника и связанного с этим среза верхушек больших амплитуд.

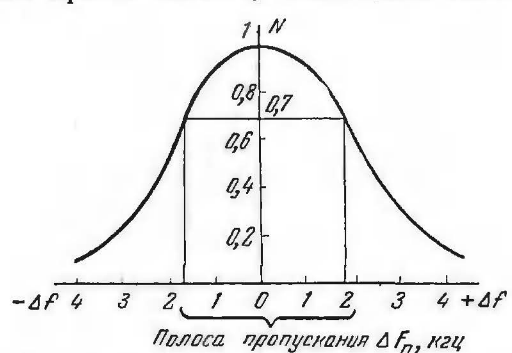
Кривая фиг. 14 находится в соответствии с кривой фиг. 13: при малых и больших выходных мощностях K_f растет. Причины этого явления те же, что и для кривых фиг. 13.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОПРИЕМНИКА

Колебательный контур

В радиоприемнике колебательный контур или полосовой фильтр позволяет выделить определенную полосу частот, отсеивая все прочие частоты, являющиеся помехой радио-

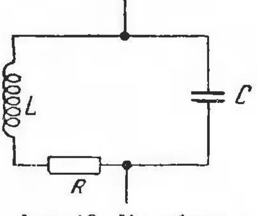


Фиг. 15. Определение полосы пропускания по кривой избирательности.

приему. Иными словами, колебательные контуры (полосовые фильтры) придают приемнику избирательность. Как уже указывалось выше, идеальная форма кривой избиратель-

ности должна иметь вид кривой на фиг. 5, реальная же кривая избирательности для одного колебательного контура имеет вид кривой на фиг. 7.

В случае кривой фиг. 5 полоса пропускания определяется весьма просто, в случае же кривой фиг. 7 определение ее несколько сложнее. Колебания каждой из частот, входящих в полосу пропускания, не должны ослабляться настолько, чтобы это было ощутимо для человеческого уха. Этого же можно достигнуть лишь в том случае, если амплитуды колебаний всех частот, входящих в заданную полосу пропускания, не будут уменьшаться в приемнике до значений, приблизительно меньших 0,7 от максимальной амплитуды. Сказанное иллюстрируется фиг. 15, на которой полоса пропускания указана фигурной скобкой. Из этой фигуры видно, что все частоты выше 2 *кгц* ослабляются колебательным контуром больше допустимого предела и поэтому не входят в полосу пропускания.



Фиг. 16. Колебательный контур.

Реальный колебательный контур состоит из индуктивности L, емкости C и активного сопротивления R (фиг. 16).

Индуктивность L сосредоточена в катушке. Емкость C колебательного контура состоит из емкости конденсатора, паразитной емкости между витками катушки, емкости монтажных проводов и входной емкости электронной лампы, подключенной к зажимам контура. Активное сопротивление R состоит из сопротивления провода катушки токам высокой частоты и сопротивления, эквивалентного потерям в диэлектрике конденсатора и катушки, а также потерям в шунтирующих цепях (цепь сетки, проводимость изолятора и т. д.).

Помимо избирательности колебательный контур характеризуется добротностью (или коэффициентом резонанса) Q, равной отношению характеристического сопротивления $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ контура к его активному сопротивлению R, т. е.

$$Q=\frac{\rho}{R}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{1}{R\omega_0 C}, \qquad (1)$$

где R — полное активное сопротивление контура, *ом*;
L — индуктивность контура, *гн*;

C — емкость контура, *ф*;

ω_0 — круговая резонансная частота контура ($\omega_0 = 6{,}28 f_0 = 1/\sqrt{LC}$, где f_0 — резонансная частота контура).

Если L выражено в *мкгн* и C в *мкмкф*, то

$$\omega_0 = \frac{10^9}{\sqrt{L_{мкгн} \cdot C_{мкмкф}}} \qquad (2)$$

и

$$f_0 = \frac{159 \cdot 10^6}{\sqrt{L_{мкгн} \cdot C_{мкмкф}}}\ гц = \frac{159}{\sqrt{L_{мкгн} \cdot C_{мкмкф}}}\ мггц. \qquad (3)$$

Добротность колебательного контура можно выразить и через длину волны λ:

$$Q = \frac{1\,880\, L_{мкгн}}{\lambda_м \cdot R} \qquad (4)$$

или

$$Q = \frac{532\,\lambda_м}{C_{мкмкф} \cdot R}.$$

Иногда вместо добротности Q при расчетах пользуются понятием затухания d контура:

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 CR. \qquad (5)$$

Ширина полосы пропускания $\Delta F_п$ (фиг. 15) контура определяется соотношением

$$\Delta F_п = \frac{f_0}{Q} = d f_0. \qquad (6)$$

Для построения кривой избирательности колебательного контура необходимо вычислить ряд точек по формуле

$$N = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q\Delta f}{f_0}\right)^2}} \qquad (7)$$

и нанести их на график в зависимости от Δf (фиг. 15). В формуле (7) значения Q определяются по формуле (4), частота f_0 — по формуле (3), а Δf задают для каждой точки (например, $\Delta f = 1\,000$; $\Delta f = 2\,000$, $\Delta f = 3\,000$ и т. д.).

Известно, что для резонансной частоты f_0 колебательный контур фиг. 16 эквивалентен активному сопротивлению $R_э$ (фиг. 17). Если полное активное сопротив-

ление контура равно R (фиг. 16), то эквивалентное сопротивление $R_э$ равно:

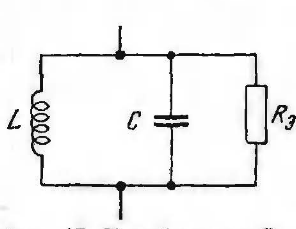
$$R_э = \frac{(\omega_0 L)^2}{R} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 R} = \frac{L}{CR} = \frac{\rho^2}{R} = \rho Q \text{ ом}, \qquad (8)$$

где R — *ом*; L — *гн*; C — *ф* и ω_0 определяется по формуле (2) или

$$R_э = \frac{3{,}55 \cdot 10^6 \cdot L^2_{мкгн}}{\lambda^2_м \cdot R} \text{ ом}, \qquad (9)$$

$$R_э = \frac{282 \cdot 10^3 \lambda^2_м}{C^2_{мкмкф} \cdot R} \text{ ом},$$

где $\lambda_м$ — длина резонансной волны, *м*.



Фиг. 17. Колебательный контур и его эквивалентное сопротивление.

Длина волны, на которую колебательный контур настроен в резонанс, определяется по формуле

$$\lambda = 1{,}88 \sqrt{L_{мкгн} \cdot C_{мкмкф}} \text{ м}. \qquad (10)$$

Наоборот, если известна длина волны в метрах, на которую должен быть настроен колебательный контур, то

$$L_{мкгн} = \frac{0{,}282 \lambda^2_м}{C_{мкмкф}} \qquad (11)$$

при заданной емкости C. Если же задана индуктивность L, то

$$C_{мкмкф} = \frac{0{,}282 \lambda^2_м}{L_{мкгн}}. \qquad (12)$$

Пример 1. Рассчитать колебательный контур, пропускающий на волне 300 *м* полосу частот 10 000 *гц*. Полное активное сопротивление R контура на этой волне равно 10 *ом*.

Расчет

1. Резонансная частота f_0 для $\lambda = 300$ *м* равна:

$$f_0 = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{300} = 10^6 \text{ гц (1 мггц)}.$$

2. Из формулы (6) находим:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta F_п} = \frac{10^6}{10^4} = 100.$$

3. Из формулы (4) находим:

$$L = \frac{Q \cdot \lambda \cdot R}{1\,880} = \frac{100 \cdot 300 \cdot 10}{1\,880} = \frac{300}{1{,}88} \approx 160 \text{ мкгн.}$$

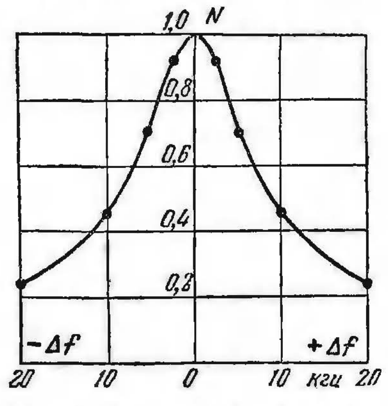
4. Из формулы (12) находим:

$$C = \frac{0{,}282 \cdot 300^2}{160} = \frac{0{,}282 \cdot 9 \cdot 10^4}{160} = 159 \text{ мкмкф.}$$

5. Согласно формуле (9) эквивалентное сопротивление $R_э$ равно:

$$R_э = \frac{3{,}55 \cdot 10^6 \cdot 160^2}{300^2 \cdot 10} = 100\,000 \text{ ом.}$$

6. Построим кривую избирательности. Задаемся расстройками:



Фиг. 18. Расчетная кривая резонанса контура.

а) $\Delta f_1 = 2\,000$ *гц*,

тогда $\frac{2\Delta f_1}{f_0} = \frac{4\,000}{10^6} = 0{,}004$;

б) $\Delta f_2 = 5\,000$ *гц*,

тогда $\frac{2\Delta f_2}{f_0} = \frac{10\,000}{10^6} = 0{,}01$;

в) $\Delta f_3 = 10\,000$ *гц*,

тогда $\frac{2\Delta f_3}{f_0} = \frac{20\,000}{10^6} = 0{,}02$;

г) $\Delta f_4 = 20\,000$ *гц*,

тогда $\frac{2\Delta f_4}{f_0} = \frac{40\,000}{10^6} = 0{,}04$.

Дальше производим расчет по формуле (7), учитывая, что $Q=100$:

а) $N_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + 0{,}4^2}} = \frac{1}{\sqrt{1{,}16}} = 0{,}93$;

б) $N_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + 1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$;

в) $N_3 = \frac{1}{\sqrt{1 + 2^2}} = \frac{1}{\sqrt{5}} = 0{,}45$;

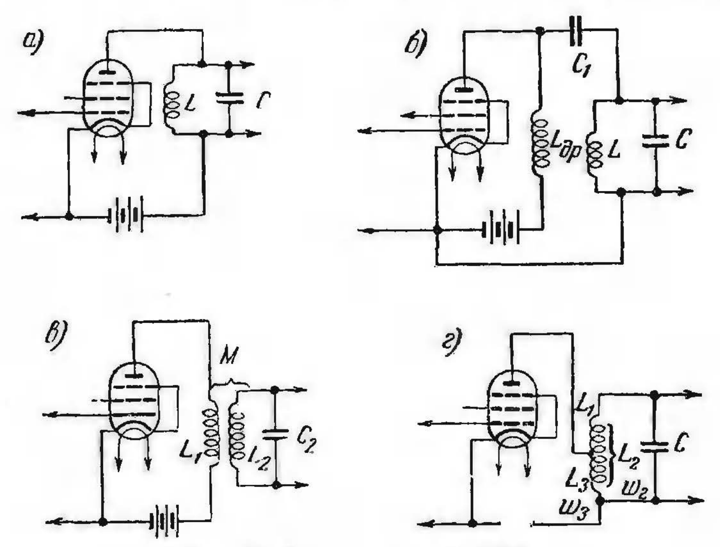
г) $N_4 = \frac{1}{\sqrt{1 + 4^2}} = \frac{1}{\sqrt{17}} = 0{,}24$.

Полученные результаты наносим на график (фиг. 18).

Кривую резонанса можно также вычислить с помощью специального графика (см. ниже).

Колебательный контур, связанный с электронной лампой

В радиоприемнике колебательный контур всегда связан с другими цепями, например, с анодной цепью электронной лампы. Эта связь колебательного контура с электронной лампой может быть осуществлена одним из способов,



Фиг. 19. Схемы ступеней УВЧ.

а—с непосредственным включением контура в цепь анода (последовательное питание); *б*—с непосредственным включением контура в цепь анода (параллельное питание); *в*—с трансформаторной связью; *г*—с автотрансформаторной связью.

указанных на фиг. 19. При любой из этих связей лампа шунтирует контур и тем самым уменьшает его добротность Q.

Когда колебательный контур LC непосредственно включен в цепь анода лампы (фиг. 19, *а*), то его добротность с учетом шунтирования лампой будет равна:

$$Q_э = \frac{\omega_0 L}{R + R_{внос}} = \frac{1\,880\, L_{мкгн}}{\lambda_м (R + R_{внос})}, \qquad (13$$

где

$$R_{внос} = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_i} = \frac{3{,}55 \cdot 10^6 \cdot L^2_{мкгн}}{\lambda^2_м \cdot R_i}\ ом. \qquad (14)$$

В формуле (14) R_i—внутреннее сопротивление электронной лампы; $R_{внос}$—активное сопротивление, вносимое в контур усилительной лампой.

Для схемы фиг. 19, *б* $Q_э$ контура LC можно рассчитывать по формулам (13) и (14) при условии, что $L_{др}$ значительно больше L и $1/\omega_0 C_1$ значительно меньше R_i.

Для схемы фиг. 19, *в* $Q_э$ контура L_2C_2 рассчитывается по формуле

$$Q_э = \frac{\omega_0 L_2}{R + R_{внос}}, \qquad (15)$$

где $R_{внос}$ определяется по формуле

$$R_{внос} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_i} = \frac{3,55 \cdot 10^6 M^2_{мкгн}}{\lambda^2_м \cdot R_i}\ ом; \qquad (16)$$

здесь R—активное сопротивление только контура L_2C_2 без учета шунтирования его;

R_i—внутреннее сопротивление лампы;

M—взаимная индуктивность между катушками индуктивностей L_1 и L_2 (расчет M приводится ниже).

Для схемы фиг. 19,*г* $Q_э$ рассчитывается по формулам (15) и (16), но здесь M—взаимная индуктивность между частями L_1 и L_3 катушки L_2. Для катушек с универсальной намоткой, а также для цилиндрических катушек с большим диаметром и малой высотой приближенно можно принять, что

$$M \approx L_2 \frac{w_3}{w_2}, \qquad (17)$$

где w_3—число витков, включенных в цепь анода лампы (фиг. 19, *г*);

w_2—число витков всей катушки;

L_2—индуктивность всей катушки (фиг. 19, *г*).

Формула (17) пригодна только для автотрансформаторного включения катушки.

Пример 2. Колебательный контур, рассчитанный в примере 1, включен по схеме фиг. 19,*а*. Определить эквивалентную добротность контура, рассчитать и построить кривую избирательности и определить новую полосу пропускания контура. Внутреннее сопротивление лампы $R_i = 200\,000$ *ом.*

Расчет

1. По формуле (14) находим:

$$R_{внос}=\frac{3{,}55\cdot10^6\cdot160^2}{300^2\cdot200\,000}\approx5 \text{ ом.}$$

Тогда

$$R+R_{внос}=10+5=15 \text{ ом.}$$

2. По формуле (13) находим:

$$Q_э=\frac{1\,880\cdot160}{300\cdot15}\approx67.$$

3. По формуле (7) рассчитываем кривую избирательности. Задаемся расстройками примера 1.

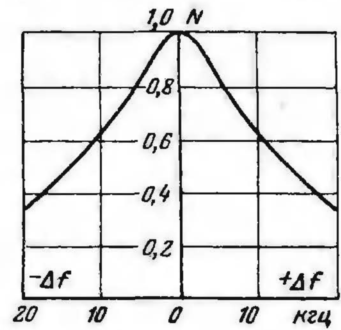
Тогда

$$N_1=\frac{1}{\sqrt{1+(0{,}004\cdot67)^2}}=0{,}965,$$

$$N_2=\frac{1}{\sqrt{1+(0{,}01\cdot66{,}6)^2}}=0{,}835,$$

$$N_3=\frac{1}{\sqrt{1+(0{,}02\cdot66{,}6)^2}}=0{,}61,$$

$$N_4=\frac{1}{\sqrt{1+(0{,}04\cdot66{,}6)^2}}=0{,}354.$$



Фиг. 20. Кривая резонанса колебательного контура с учетом шунтирующего действия лампы.

По найденным точкам строим кривую избирательности (фиг. 20).

4. Полоса пропускания $\Delta F_п$ равна:

$$\Delta F_п=\frac{f_0}{Q_э}=\frac{1\,000\,000}{67}\approx15\,000 \text{ гц.}$$

Полоса пропускания увеличилась, так как добротность контура уменьшилась (ср. фиг. 18 и 20).

Пример 3. Колебательный контур, рассчитанный в примере 1, включен по схеме фиг. 19,*в*. Найти эквивалентную добротность контура, рассчитать кривую избирательности и определить новую полосу пропускания. Внутреннее сопротивление лампы $R_i=200\,000$ *ом*. Взаимная индуктивность $M=50\cdot10^{-6}$ *гн*.

Расчет

1. По формуле (16) находим:

$$R_{внос}=\frac{3{,}55\cdot10^6\cdot M^2_{мкгн}}{\lambda^2_м\cdot R_i}=\frac{3{,}55\cdot10^6\cdot50^2}{300^2\cdot0{,}2\cdot10^6}\approx0{,}5 \text{ ом.}$$

Тогда

$$R + R_{внос} = 10 + 0{,}5 = 10{,}5 \ ом.$$

2. По формуле (13) находим:

$$Q_э = \frac{1\,880 \cdot 160}{300 \cdot 10{,}5} \approx 95.$$

3. Так как найденное $Q_э$ очень мало отличается от Q в примере 1, то кривую избирательности рассчитывать и строить не будем.

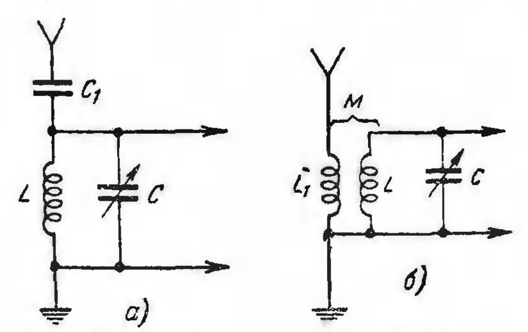
4. Полосу пропускания $\Delta F_п$ определяем по формуле (6)

$$\Delta F_п = \frac{f_0}{Q_э} = \frac{1\,000\,000}{95} = 10\,500 \ гц,$$

т. е. лампа шунтирует колебательный контур незначительно и потому почти не изменяет полосу пропускания контура.

Колебательный контур, связанный с антенной

Когда колебательный контур связан с цепью антенны, то вследствие вносимого в него антенной активного сопротивления добротность контура уменьшается, одновременно



Фиг. 21. Входная цепь радиоприемника.
а—емкостная связь с антенной; *б* — трансформаторная связь с антенной.

в контур антенной вносится и реактивное сопротивление, которое изменяет настройку, а подчас изменяет и форму кривой избирательности входного устройства.

Мы рассмотрим только две схемы связи колебательного контура с антенной (фиг. 21). Расчеты обеих схем производятся в том предположении, что собственная частота антенны значительно выше любой из частот, на которые настраивается колебательный контур (так называемый прием на ненастроеннную удлиненную антенну). Такая антенная

цепь вносит в связанный с ней колебательный контур малые потери и относительно малую расстройку.

В расчетах антенна заменяется контуром, состоящим из индуктивности L_A, емкости C_A и сопротивления R_A. Чтобы собственная резонансная частота антенны $\left(\omega_{0A}=\frac{1}{\sqrt{L_A C_A}}\right)$ была больше любой резонансной частоты колебательного контура $\left(\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}\right)$, ее индуктивность L_A и емкость C_A должны быть меньше соответствующих величин контура.

Рассмотрим сначала схему фиг. 21, *а*. В этом случае вносимое антенной в колебательный контур добавочное активное сопротивление равно:

$$R_{вноc}\approx R_A\left(\frac{C'_A}{C_0}\right)^2, \qquad (18)$$

где

$$C'_A=\frac{C_A\cdot C_1}{C_A+C_1}. \qquad (19)$$

и

$$C_0=C'_A+C, \qquad (20)$$

C — емкость конденсатора колебательного контура при данной его настройке (в этих трех формулах емкость может быть выражена в любых единицах).

Общее активное сопротивление контура с учетом влияния антенны возрастает и равно:

$$R_n=R+R_A\left(\frac{C'_A}{C_0}\right)^2. \qquad (21)$$

Тогда добротность контура будет равна:

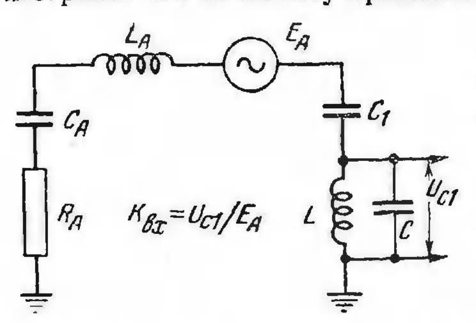
$$Q_в=\frac{\omega_0 L}{R_n}=\frac{1\,880\cdot L_{мкгн}}{\lambda_м\,(R+R_{вноc})}. \qquad (22)$$

Зная $Q_в$, можно определить по формуле (6) полосу пропускания контура и по формуле (7) построить его кривую избирательности.

Усиление, даваемое входным устройством, характеризуется коэффициентом усиления $K_{вх}$, показывающим, во сколько раз напряжение U_{c1}, подводимое к сетке первой лампы, больше по сравнению с наводимой в антенне э. д. с. $E_A = E \cdot h_д$ (фиг. 22). Для схемы фиг. 21, *а*

$$K_{вх} = \frac{U_{c1}}{E_A} \approx Q_в \frac{C'_A}{C_0}. \qquad (23)$$

Как указывалось, связь контура с антенной изменяет его настройку, т. е. контур, настроенный на частоту принимаемой радиостанции, при присоединении к нему антенны оказывается настроенным на другую частоту. Чтобы вновь настроить его на частоту принимаемой радиостанции, необходимо изменить емкость конденсатора C на величину ΔC. Если расстройку (по емкости), производимую антенной, обозначить через p, то для схемы фиг. 21, *а*



Фиг. 22. Эквивалентная схема входной цепи радиоприемника.

$$p\% = \frac{\Delta C}{C} \approx \frac{C'_A}{C} \cdot 100.$$

Так как в современных радиоприемниках несколько контуров настраивается одной ручкой, то расстройку первого контура, получаемую от включения антенны, необходимо учитывать. А так как к приемнику могут подключаться различные антенны, то необходимо приемник рассчитать так, чтобы величина p при всяких антеннах получалась небольшой, тогда с вносимой ими расстройкой можно будет не считаться. С этой целью емкость конденсатора C_1 (фиг. 21, *а*) выбирают небольшой; тогда результирующая емкость C'_A также будет невелика, а вместе с тем будет небольшой и величина p, и емкость любой антенны, присоединенной к такому конденсатору, практически будет всегда равна $C'_A \approx C_1$. Но при этом, как это следует из формулы (23), сильно уменьшится $K_{вх}$. С последним обстоятельством приходится мириться, компенсируя

уменьшение $K_{вх}$ увеличением усиления ступеней высокой частоты.

Рассмотрим схему фиг. 21,*б*. В этой схеме антенна также уменьшает добротность контура. Для уменьшения этого влияния антенны связь ее с контуром делают слабой.

Приведенные ниже расчеты пригодны как для антенны, у которой ω_{0A} больше ω_0, так и для антенны, у которой ω_{0A} меньше ω_0. Последний случай имеет место при приеме коротких волн на среднюю любительскую антенну.

Сопротивление, вносимое антенной в контур, равно:

$$R_{внос} \approx \frac{(\omega_0 M)^2}{X_A^2} \cdot R_A, \tag{24}$$

где ω_0 — частота, для которой производится расчет;

M — взаимная индуктивность между катушками L_1 и L, *гн*;

R_A — активное сопротивление антенной цепи, *ом*;

$$X_A = \omega_0 L'_A - \frac{1}{\omega_0 C_A},$$

где $L'_A = L_A + L_1$ — полная индуктивность цепи антенны.

Полное активное сопротивление контура с учетом потерь, вносимых антенной, равно:

$$R_п = R + R_{внос} = R + \frac{(\omega_0 M)^2}{X_A^2} \cdot R_A. \tag{25}$$

Добротность контура равна:

$$Q_э = \frac{\omega_0 L}{R_п} = \frac{1\,880\, L_{мкгн}}{\lambda_м \cdot R_п}.$$

Коэффициент усиления входного устройства для схемы фиг. 21, *б* равен:

$$K_{вх} = \frac{U_{c1}}{E_A} = Q \frac{\omega_0 M}{|X_A|}. \tag{26}$$

Примечание. Прямые скобки, ограничивающие X_A, означают, что в эту формулу надо подставлять X_A только со знаком „плюс".

Как и для предыдущего случая, $K_{вх}$ показывает, во сколько раз U_{c1} больше E_A. Заметим, что при слабой связи между L_1 и L, $K_{вх}$ может быть меньше единицы, т. е. входное устройство будет ослаблять, а не усиливать E_A.

Расстройка, вносимая антенной в контур в схеме фиг. 21,*б*, равна;

$$p\% = \frac{\Delta C}{C} \cdot 100 \approx \frac{(\omega_0 M)^2}{\omega_0 L \cdot X_A} \cdot 100. \quad (27)$$

Пример 4. Рассчитать при $\lambda = 300$ *м* добротность Q контура и расстройку $p\%$ для входного устройства, собранного по схеме фиг. 21,*б*. Дано: $R = 10$ *ом*, $L = 1{,}59 \cdot 10^{-4}$ *гн*, $C = 159$ *мкмкф*, $M = 20$ *мкгн* $= 0{,}2 \cdot 10^{-4}$ *гн*. Антенная цепь имеет следующие данные: $L'_A = 20$ *мкгн* ($20 \cdot 10^{-6}$ *гн*), $C_A = 200$ *мкмкф*, $R_A = 25$ *ом*.

Расчет

1. По формуле (24) определяем $R_{внос} = \frac{R_A(\omega_0 M)^2}{X_A^2}$.

Так как $f_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{300} = 10^6$, $\omega_0 = 6{,}28 \cdot 10^6$, то

$$X_A = \omega_0 L'_A - \frac{1}{\omega_0 C_A} = 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-6} -$$

$$- \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 125{,}6 - 795 = -669{,}4 \approx -670 \text{ ом}.$$

Отрицательное значение X_A означает, что влияние антенны сказывается в увеличении емкости в контуре.

Определим X_A^2:

$$X_A^2 = (-670)^2 = 449\,000.$$

Тогда

$$R_{внос} = \frac{(6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-4})^2}{449\,000} \cdot 25 = \frac{1{,}256^2 \cdot 10^4 \cdot 25}{449\,000} = 0{,}88 \text{ ом}.$$

2. Активное сопротивление контура с учетом влияния антенны равно:

$$R_n = R + R_{внос} = 10 + 0{,}88 = 10{,}88 \text{ ом} \approx 11 \text{ ом}.$$

3. Добротность контура при $R_n = 11$ *ом* по формуле (22) равна:

$$Q_э = \frac{1\,880 \cdot L_{мкгн}}{\lambda_м \cdot R_n} = \frac{1\,880 \cdot 149}{300 \cdot 11} \approx 91.$$

Зная $Q_э$, нетрудно определить ΔF_n (полосу пропускания) и построить кривую избирательности.

4. По формуле (26) найдем $K_{вх}$:

$$K_{вх} = Q_э \frac{\omega_0 M}{|X_A|} = 91 \cdot \frac{6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-4}}{670} \approx 17.$$

Следовательно, напряжение на сетке первой лампы U_{c1} в 17 раз больше индуктированной в антенне э. д. с. E_A.

5. Определим расстройку по формуле (27):

$$p\% = -\frac{(\omega_0 \cdot M)^2}{\omega_0 L \cdot X_A} \cdot 100 = \frac{1{,}256^2 \cdot 10^4}{1\,000 \cdot 670} \cdot 100 = 2{,}36.$$

Расстройка $p = 2{,}36\%$ означает, что вследствие наличия связи с антенной емкость в контуре как бы возросла на 2,36% (что от $C = 159$ *мкмкф* составляет: $\Delta C = 159 \cdot 2{,}36/100 \approx 3{,}8$ *мкмкф*). Поэтому для сохранения настройки в резонанс контура на частоту $\omega_0 = 6{,}28 \times \times 10^6$ ($\lambda = 300$ *м*) необходимо при подключении к приемнику данной антенны емкость контура уменьшить на 3,8 *мкмкф*.

Пример 5. Определить, какое напряжение U_{c1} будет подведено к сетке первой лампы, если используется входное устройство примера 4; действующая высота антенны $h_д = 4$ *м* и напряженность поля, создаваемая в месте приема передающей радиостанцией, работающей на волне 300 *м*, равна 500 *мкв/м*.

Расчет

1. Находим наведенную в антенне э. д. с.

$$E_A = E \cdot h_д = 500 \cdot 4 = 2\,000 \text{ мкв}.$$

2. Тогда

$$U_{c1} = 2\,000 \cdot 17 = 34\,000 \text{ мкв} = 0{,}034 \text{ в}.$$

Если производить прием на настроенную антенну

$$\left(\omega_A = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_A \cdot C_A}}\right),$$

то даже при относительно небольшой связи между антенной и колебательным контуром (небольшом значении M) форма кривой избирательности может принять характер двугорбой кривой (см. ниже).

Избирательность нескольких контуров

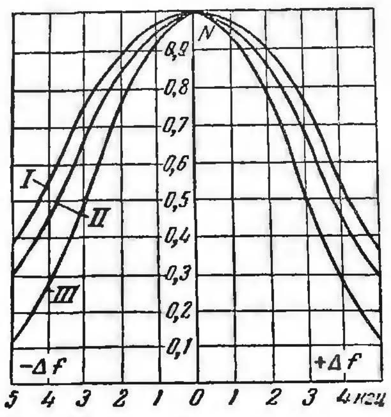
Когда в радиоприемнике имеется несколько колебательных контуров (практически несвязанных электрически друг с другом и настроенных строго на одну и ту же частоту f_0), то общая избирательность приемника значительно повышается, а полоса пропускания сильно сужается.

Общую кривую избирательности нескольких контуров легко найти, если известны кривые избирательности для каждого контура в отдельности. Ордината общей кривой избирательности для данной расстройки Δf равна произведению ординат всех контуров для этой же расстройки:

$$N_{общ(\Delta f)} = N_{1(\Delta f)} \cdot N_{2(\Delta f)} \cdot N_{3(\Delta f)} \cdots$$

Пусть в схеме радиоприемника имеются два колебательных контура, кривые избирательности которых приве-

дены на фиг. 23. Кривая *I* относится к первому контуру, связанному с антенной (его избирательность невелика). Кривая *II* относится ко второму контуру. Кривая *III* построена по точкам для нескольких расстроек (для $\Delta f = 1\,000$ *гц*, $N_{общ} = N_{I} \cdot N_{II} = 0{,}98 \cdot 0{,}96 = 0{,}94$; для $\Delta f = 2\,000$ *гц*, $N_{общ} = N_{I} \cdot N_{II} = 0{,}9 \cdot 0{,}85 = 0{,}77$ и т. д.) и представляет общую кривую избирательности двух контуров. При наличии в радиоприемнике большего числа контуров построение общей кривой избирательности производится аналогичным способом.



Фиг. 23. Кривые резонанса первого и второго контуров и их результирующая кривая резонанса.

Если все контуры радиоприемника одинаковы, то

$$N_{общ(\Delta f)} = N^{n}_{(\Delta f)},$$

где *n*—число контуров.

Из фиг. 23 видно, что полоса пропускания ΔF_n нескольких контуров значительно уже, чем одного контура (*I* и *II*). Общая полоса пропускания $\Delta F_{общ}$ нескольких контуров равна полосе частот, заключенных между двумя ординатами $N = 0{,}7$, соответствующими определенным расстройкам $\pm\Delta f$.

Диапазон частот колебательного контура

Если колебательный контур состоит из катушки индуктивности *L* и конденсатора переменной емкости *C*, то его настройку можно плавно изменять в пределах определенного диапазона частот. Одна граница настройки обусловлена максимальной емкостью переменного конденсатора $C_{макс}$, другая граница—его минимальной емкостью $C_{мин}$. Наинизшая частота этого диапазона определяется выражением

$$f_н = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC_{макс}}}.$$

наивысшая — выражением

$$f_в = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC_{мин}}}.$$

Так как

$$\frac{f_в}{f_н} = \sqrt{\frac{C_{макс}}{C_{мин}}},$$

то корень квадратный из отношения максимальной емкости к минимальной $\sqrt{\frac{C_{макс}}{C_{мин}}} = k_д$ является величиной, характеризующей конденсатор переменной емкости.

Пусть $C_{макс} = 450$ *мкмкф* и $C_{мин} = 50$ *мкмкф*. Тогда

$$k_д = \sqrt{\frac{450}{50}} = 3.$$

Это значит, что если при $C_{мин}$ контур настроен на частоту 10^6 *гц* ($\lambda = 300$ *м*), то при $C_{макс}$ он будет настроен на частоту $\frac{10^6}{3} = 3{,}33 \cdot 10^5$ *гц* ($\lambda = 900$ *м*).

Нетрудно сообразить, что наличие в контуре добавочных емкостей, „присоединенных" параллельно конденсатору переменной емкости, значительно сужает диапазон частот контура. Действительно, когда начальная емкость конденсатора переменной емкости мала, то присоединение добавочной емкости сильно уменьшает частоту, т. е. приближает $f_в$ к $f_н$. Присоединение той же добавочной емкости к $C_{макс}$ уменьшит $f_н$ сравнительно мало. Поэтому границы $f_в$ и $f_н$ сближаются, т. е. диапазон частот сужается.

Расчет контура на диапазон частот. Пусть $C_{мин} = 60$ *мкмкф*, а $C_{макс} = 460$ *мкмкф*. Тогда $k_д = \sqrt{\frac{460}{60}} = 2{,}76$. Обычно в двухдиапазонном (средние и длинные волны) радиовещательном приемнике $f_{макс} = 1{,}5 \cdot 10^6$ *гц* ($\lambda = 200$ *м*) и $f_{мин} = 1{,}5 \cdot 10^5$ *гц* ($\lambda = 2\,000$). Расчет контура производится следующим образом.

1. Определяют индуктивность средневолновой катушки

$$L = \frac{0{,}282 \cdot \lambda^2_{мин}}{C_{мин}} = \frac{0{,}282 \cdot 200^2}{60} = 188 \text{ мкгн}.$$

При этой индуктивности минимальная частота равна:

$$f = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{2{,}76} = 0{,}543 \cdot 10 \text{ гц } (\lambda = 200 \cdot 2{,}76 = 552 \text{ м}).$$

2. Определяют индуктивность, необходимую для настройки контура на $f_{мин} = 1{,}5 \cdot 10^5$ *гц* ($\lambda = 2\,000$ *м*):

$$L = \frac{0{,}282 \cdot \lambda^2_{макс}}{C_{макс}} = \frac{0{,}282 \cdot 2\,000^2}{460} = 2\,440 \text{ мкгн}.$$

При этой индуктивности максимальная частота равна:

$$f = 1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 2{,}76 = 4{,}13 \cdot 10^5 \text{ гц } (\lambda = 725 \text{ м}).$$

Очевидно, если применить только одно переключение индуктивности (с $L = 122$ до $L = 2\,440$ *мкгн*), то получится провал в настройке, — на волны от 552 до 725 *м* контуром настроиться нельзя. Такой провал в настройке характерен для средневолновых радиоприемников. Для избежания этого провала следует увеличить число переключений индуктивности контура.

Катушка индуктивности колебательного контура, рассчитанного выше, может быть выполнена следующим образом: средневолновая катушка делается однослойной, цилиндрической, рядом с ней помещается катушка с универсальной намоткой, дополняющая первую индуктивность до максимального расчетного значения. Если эти две катушки поместить рядом на одном цилиндре так, чтобы направления их витков совпадали, то наибольшая индуктивность такой катушки будет равна:

$$L = L_{ср} + L_{доп} + 2M.$$

Расчет индуктивности такой составной катушки приводится ниже.

Определение Q и $\Delta F_п$ контура по известной полосе пропускания ΔF радиоприемника

Обычно задается полоса пропускания не для одного колебательного контура, а для всего радиоприемника, в котором, как правило, всегда имеется несколько колебательных контуров.

Пусть радиоприемник содержит n одинаковых колебательных контуров и должен пропускать полосу частот ΔF. Тогда добротность Q каждого отдельного колебательного контура должна быть равна:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta F} \sqrt[n]{\frac{1}{N_к^2} - 1}$$

где $N_к = 0{,}707$, а n — число контуров.

Полоса пропускания каждого отдельного контура равна:

$$\Delta F_п = \frac{f_0}{Q}.$$

Если радиоприемник содержит два колебательных контура ($n=2$), то

$$Q=0{,}64\frac{f_0}{\Delta F}$$

и

$$\Delta F_n = 1{,}56\Delta F.$$

Если радиоприемник содержит три колебательных контура ($n=3$), то

$$Q=0{,}51\frac{f_0}{\Delta F}$$

и

$$\Delta F_n = 1{,}96\Delta F.$$

Во всех приведенных выше формулах f_0—частота, для которой производится расчет.

Пример 6. Радиоприемник содержит два колебательных контура и должен пропускать полосу частот $\Delta F = 9\,000$ *гц*. Найти ΔF_n и Q каждого из контуров при частоте $f_0 = 10^6$ *гц* ($\lambda = 300$ *м*).

Расчет

$$Q=0{,}64\cdot\frac{10^6}{9\,000}\approx 71;$$

$$\Delta F_n = 1{,}56\cdot 9\,000 = 14\,000 \text{ гц}.$$

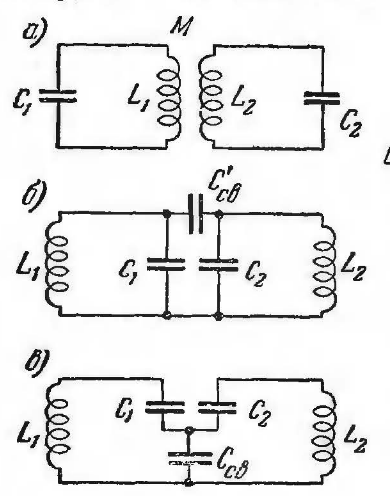
Полосовой фильтр

Применение полосовых фильтров позволяет в достаточной степени приблизиться к идеальной форме кривой избирательности (фиг. 5).

На фиг. 24 приведены три варианта связи двух контуров, образующих полосовой фильтр. На фиг. 24,*а* контуры связаны друг с другом взаимной индуктивностью M, на фиг. 24,*б* контуры связаны небольшой емкостью $C'_{св}$ и на фиг. 24,*в* они связаны большой емкостью $C_{св}$. В практике радиолюбителя могут встретиться полосовые фильтры с комбинированной емкостно-индуктивной связью.

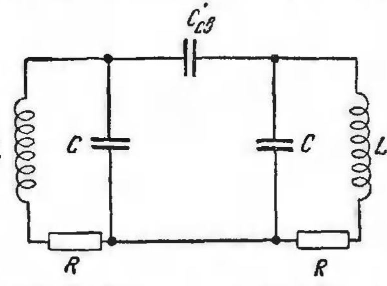
Полосовые фильтры используются главным образом в усилителях промежуточной частоты супергетеродинных радиоприемников. Полосовые фильтры рассчитываются на фиксированную частоту. На входе супергетеродинов иногда применяют полосовые фильтры для диапазона частот. В этом случае конденсаторы C_1 и C_2 в схемах фиг. 24 делаются переменной емкости.

Рассмотрим схему полосового фильтра с одинаковыми емкостями, индуктивностями и сопротивлениями в каждом из связанных контуров (фиг. 25). Кривая избирательности такого фильтра может иметь два вида. Когда связь между контурами очень мала, то кривая избирательности фильтра



Фиг. 24. Различные виды связи между двумя колебательными контурами, образующими полосовой фильтр.

а — индуктивная связь; *б* — связь через небольшую емкость; *в* — связь через большую емкость.



Фиг. 25. Схема полосового фильтра со связью при помощи небольшой емкости.

ничем не отличается по форме от кривой избирательности отдельных колебательных контуров. В этом случае суммарная кривая избирательности фильтра определится произведением $N_{общ} = N_I \cdot N_{II}$ (фиг. 23) для каждой точки, соответствующей расстройке Δf, а N_I и N_{II} определяются по формуле (7) по точкам для каждого контура в отдельности (заметим, что так как в данном случае $N_I = N_{II}$, то $N_{общ} = N_I^2 = N_{II}^2 = N^2$).

При увеличении связи за границу так называемой критической связи форма кривой избирательности полосового фильтра изменяется и принимает вид кривой на фиг. 26. Критическая связь наступает, когда

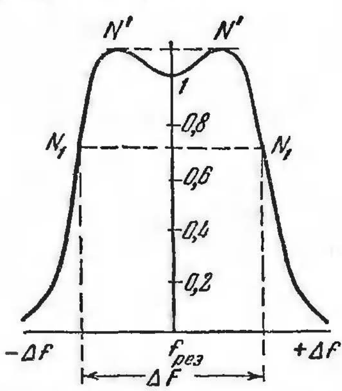
$$X_{св} = R, \tag{28}$$

где $X_{св}$ — сопротивление, общее для обоих контуров (сопротивление связи);

R — активное сопротивление контура (первого или второго, так как контуры предполагаются одинаковыми).

Как и раньше, полоса пропускания ΔF_n фильтра определяется полосой частот, заключенной между двумя ординатами $N_1 \approx 0{,}7$ (фиг. 26).

Как видно из фиг. 26, кривая избирательности полосового фильтра выгодно отличается от кривой избирательности отдельного колебательного контура тем, что вне полосы пропускания кривая круто спадает. Следовательно, в усилителях высокой частоты с полосовыми фильтрами все частоты, входящие в полосу пропускания, усиливаются почти одинаково, а частоты, лежащие вне этой полосы (мешающая радиостанция и т. п.), почти не усиливаются, т. е. здесь высококачественный прием может быть совмещен с хорошей отстройкой. Однако кривая избирательности полосового фильтра имеет провал в ее средней части. Если этот провал будет большим, то неизбежно появятся искажения при приеме. Поэтому при расчете полосового фильтра стремятся получить не только необходимую полосу пропускания но и, по возможности, плоскую. без провалов, кривую в средней ее части.



Фиг. 26. Кривая резонанса полосового фильтра в относительном масштабе (по оси ординат) и определение полосы пропускания.

Так как расчет полосового фильтра тесно связан с расчетом усилителя высокой частоты в целом, то он будет рассмотрен в главе «Расчет усилителя высокой частоты».

Если в схемах фиг. 24 конденсаторы C_1 и C_2 сделать переменной емкости, то получим полосовые фильтры на диапазон частот. Однако кривая избирательности таких фильтров сильно деформируется с изменением настройки и потому применение их для получения высококачественного радиоприема не оправдается. Экспериментальный материал по этим схемам следует искать в журнальных статьях.

Рассмотрим, как влияют величины L, C, R и $X_{св}$ на полосу пропускания полосового фильтра и его форму кривой избирательности.

Емкость C и индуктивность L, входящие в каждый из контуров полосового фильтра, определяют частоту, на которую настроен фильтр. Если известна одна из этих величин, например емкость C, то необходимую индуктивность L следует определять по формуле (11), как и для обычного колебательного контура.

Чем же определяется выбор величины C? Чем меньше величина C, тем больше усиление усилителя высокой частоты, построенного на этих фильтрах. С этой точки зрения выгодно выбрать величину C меньше. Но емкость С фильтра состоит не только из емкости конденсатора, — она является суммой из емкости монтажа, входной емкости лампы, присоединенной участком сетка — нить к зажимам конденсатора, и, наконец, емкости самого конденсатора. Если входная емкость лампы составляет большой процент к остальной неизменной части емкости $C_{пост}$, то в случае неоднородных ламп при смене их величина общей емкости C контура может заметно измениться, а это повлечет за собой изменение настройки и полосы пропускания, что недопустимо. Исходя из этих соображений, величину C следует выбирать большой. Оптимальная величина C, являющаяся компромиссом между этими противоречивыми требованиями, определяется расчетом (см. ниже).

Сопротивление R определяет при выбранных C и L добротность Q каждого из контуров. Если R невелико, то Q получается большим, что приводит к появлению в середине кривой избирательности значительного провала, т. е. к появлению значительных частотных искажений. Но в то же время большое Q обеспечивает крутой скат кривой избирательности за пределами полосы пропускания, что весьма выгодно. При расчете обычно задаются величиной провала и затем определяют допустимую величину Q, т. е. R.

Величина связи между контурами, определяемая сопротивлением связи $X_{св}$, выбирается в зависимости от добротности контуров, от заданной полосы пропускания и заданной формы кривой избирательности. Небольшая связь (меньше критической) сильно уменьшает коэффициент усиления. Оптимальное значение связи при поставленных заданиях определяется из расчета (см. ниже).

Расчет резонансных кривых по обобщенной кривой избирательности

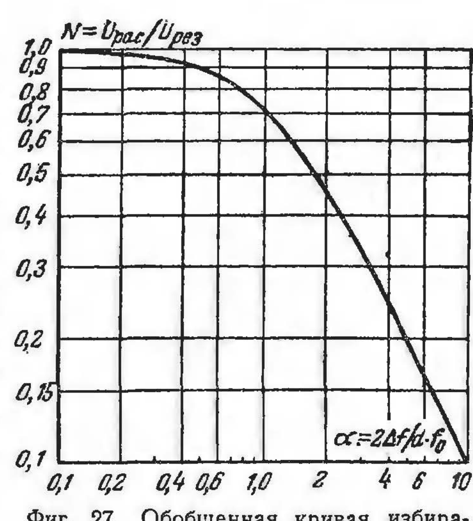
Резонансную кривую любого колебательного контура можно построить, пользуясь так называемой обобщенной кривой избирательности. Действительно, поскольку кривая резонанса для одиночного контура изображается уравнением (7)

$$N = \frac{U_{рас}}{U_{рез}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}},$$

то, введя обозначение $Q \cdot \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{2\Delta f}{df_0} = \alpha$, получаем уравнение обобщенной кривой избирательности N в зависимости от α:

$$N = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}}.$$

Обобщенная кривая избирательности приведена на фиг. 27.



Фиг. 27. Обобщенная кривая избирательности для одиночного контура.

С помощью этой кривой можно кривые избирательности определять следующим образом. Задаются определенными значениями N и по кривой фиг. 27 находят соответствующие значения α. Поскольку $\alpha = Q \cdot \frac{2\Delta f}{f_0}$, то, зная Q и f_0, можно определить величины расстройки:

$$\Delta f = \frac{\alpha \cdot f_0}{2Q},$$

Наоборот, если заданы значения Δf и f_0, то определяется необходимое значение Q:

$$Q = \frac{\alpha \cdot f_0}{2\Delta f}.$$

Пример 7. Построить по обобщенной кривой избирательности кривую резонанса одиночного колебательного контура, если известно, что добротность контура $Q = 100$, а его резонансная частота $f_0 = 10^6$ *гц* (1 *мггц*).

Расчет

Задаемся несколькими значениями α: 0,4; 1; 2; 5; 10 и для них из кривой фиг. 27 находим соответствующие значения N: 0,93; 0,7; 0,45; 0,2; 0,1.

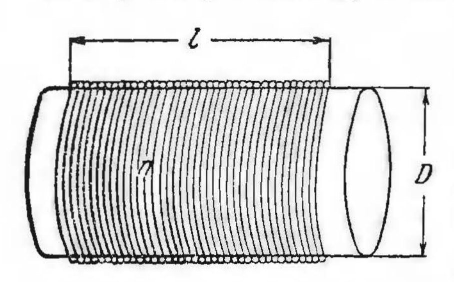
Выбранным значениям α будут соответствовать следующие величины расстроек Δf:

α	N	$\Delta f = \alpha \cdot f_0 / 2Q$, *кгц*
0,4	0,93	2,0
1,0	0,7	5,0
2,0	0,45	10,0
5	0,2	25,0
10	0,1	50,0

По этим данным построим кривую резонанса N в зависимости от Δf.

Расчет катушек индуктивности

Подавляющее большинство катушек индуктивности в радиоприемниках изготовляется по типу сотовых (намотка «Универсаль») и цилиндрических (многослойных и однослойных). Поэтому ниже приводятся расчетные формулы только для этих типов катушек.



Фиг. 28. Однослойная цилиндрическая катушка.

Расчет однослойной цилиндрической катушки

Внешний вид такой катушки приведен на фиг. 28.

Определение размеров цилиндра числа витков и диаметра провода при заданной индуктивности катушки L и активном сопротивлении R току высокой частоты решается выбором ряда величин, входящих в расчетные формулы, и последующей проверкой пригодности этих выбранных величин.

Индуктивность однослойной цилиндрической катушки можно определить по формуле

$$L = \frac{0{,}01 D n^2}{\frac{l}{D} + 0{,}44} \text{ мкгн}, \qquad (29)$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;
D — диаметр катушки, *см*;
n — число витков катушки;
l — длина намотки, *см*.

Длина намотки l определяется из выражения

$$l = d_1 \cdot n, \tag{30}$$

где d_1 — расстояние, занимаемое одним витком по длине катушки (шаг намотки), *см*;
n — число витков катушки.

Когда витки намотаны вплотную, то

$$l = d_{из} \cdot n, \tag{31}$$

где $d_{из}$ — диаметр провода с изоляцией, *см*.

Из формул (29), (30) и (31) следует, что для определения L следует предварительно задаться числом витков n, диаметром катушки D и диаметром провода d или шагом намотки d_1 (зная d, легко найти $d_{из}$, если известен род изоляции).

Если индуктивность L, вычисленная по формуле (29), окажется больше или меньше заданного значения, то расчеты повторяются при измененных n, D и l или только n и l.

Расчет можно считать удовлетворительным, если вычисленное значение L расходится с заданным не больше чем на 5%.

После расчета L определяют величину активного сопротивления катушки R при заданной частоте f. Как производится расчет R, изложено ниже.

Пример 8. Определить размеры цилиндра (каркаса) и число витков однослойной цилиндрической катушки, если ее индуктивность должна быть равной $L = 230$ *мкгн*.

Расчет

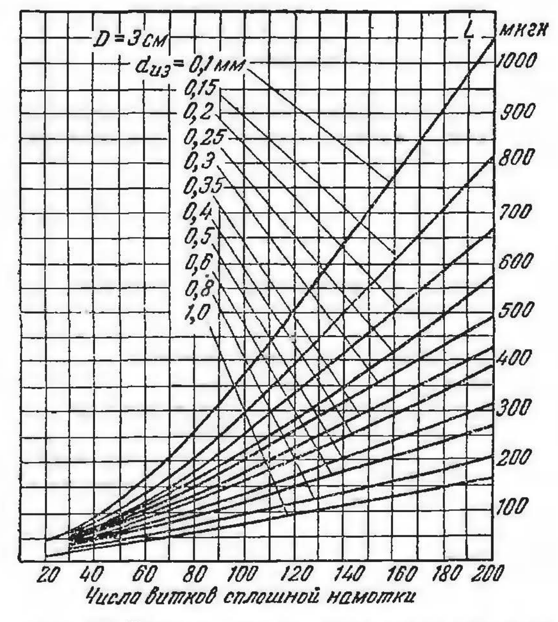
Задаемся величинами: $D = 3$ *см*; $d = 0{,}25$ *мм*, провод ПШД ($d_{из} = 0{,}37$ *мм* $= 0{,}037$ *см*); $n = 120$; намотка — вплотную.

1. Определяем по формуле (31) длину намотки

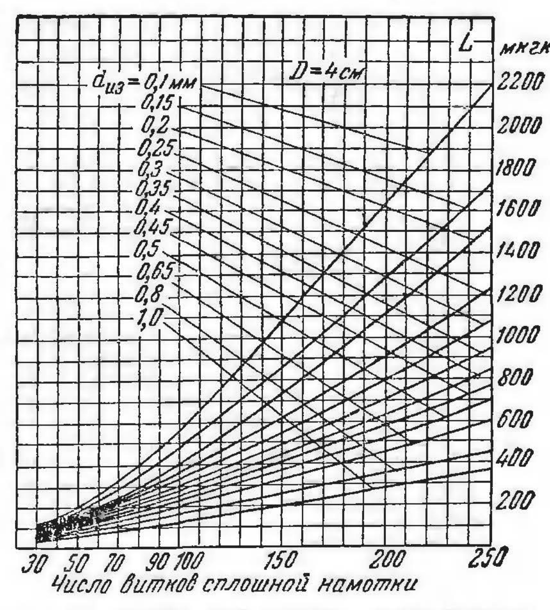
$$l = 0{,}037 \cdot 120 = 4{,}45 \approx 4{,}5 \text{ см}.$$

2. По формуле (29) определяем величину индуктивности

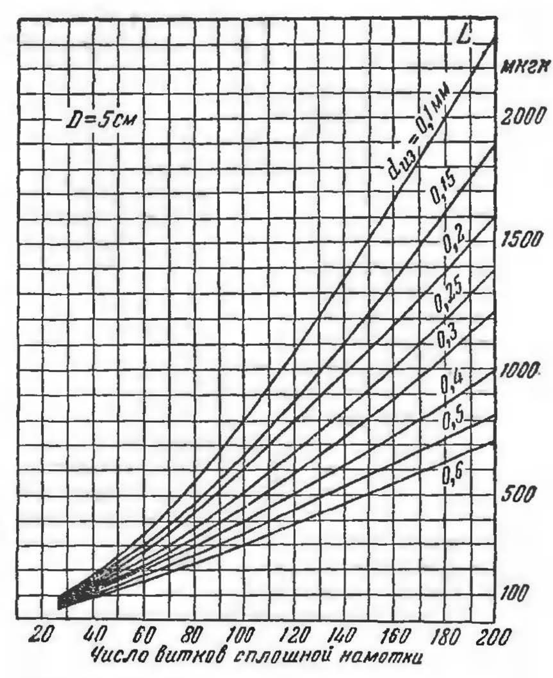
$$L = \frac{0{,}01 \cdot D \cdot n^2}{\frac{l}{d} + 0{,}44} = \frac{0{,}01 \cdot 3 \cdot 120^2}{\frac{4{,}5}{3} + 0{,}44} = 223 \text{ мкгн}.$$



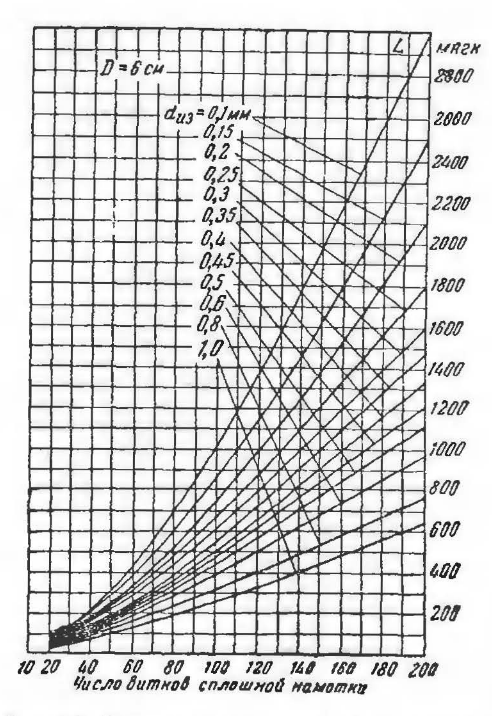
Фиг. 29. Кривые для расчета индуктивности сотовой катушки при диаметре 3 *см*.



Фиг. 30. Кривые для расчета индуктивности сотовой катушки при диаметре 4 *см*.

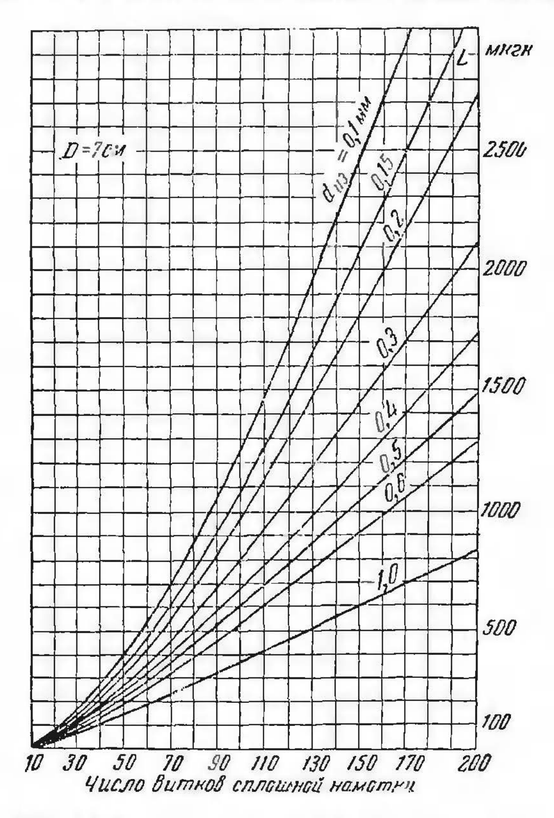


Фиг. 31. Кривые для расчета индуктивности сотовой катушки при диаметре 5 *см.*



Фиг. 32. Кривые для расчета индуктивности сотовой катушки при диаметре 6 *см.*

3. Полученное значение L отличается от заданного на $\left(\frac{230-223}{230}\right)\cdot 100 = 3\%$ (меньше 5%), поэтому расчет можно считать удовлетворительным. Если нужна большая точность, то можно, например, несколько увеличить число витков и произвести перерасчет.



Фиг. 33. Кривые для расчета индуктивности сотовой катушки при диаметре 7 *см*.

Следует иметь в виду, что если витки наматываются невплотную (из-за толстой изоляции или преднамеренно), то фактическая индуктивность получается меньше расчетной на несколько процентов.

Расчет многослойной цилиндрической катушки. Поперечный разрез катушки приведен на фиг. 34; там же даны основные размеры, необходимые для определения ее индуктивности L.

Индуктивность такой катушки определяется по формуле

$$L = \frac{0{,}08 D^2 \cdot n^2}{3D + 9b + 10c} \text{ мкгн}, \tag{32}$$

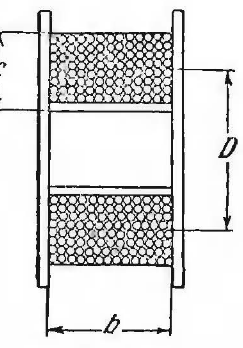
где n — число витков, *а*;
D, b и c — размеры катушки, *см*.

Пример 9. Определить индуктивность катушки, имеющей $n = 200$ витков, у которой $b = 1{,}5$ *см*, $c = 1{,}5$ *см*, $D = 4$ *см*.

Расчет

Согласно формуле (32)

$$L = \frac{0{,}08 \cdot 4^2 \cdot 200^2}{3 \cdot 4 + 9 \cdot 1{,}5 + 10 \cdot 1{,}5} = 1\,270 \text{ мкгн}.$$



Фиг. 34. Многослойная цилиндрическая катушка.

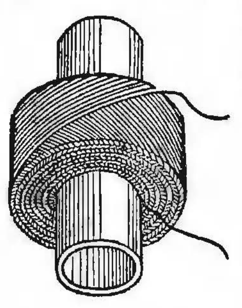
Если задана величина индуктивности L, то расчет состоит в подборе надлежащих величин D, b, c и n. Для ориентировочного выбора D, b, c и n при расчете катушки по заданной индуктивности ниже приводится табл. 1 индуктивностей для ряда многослойных цилиндрических катушек (все размеры даны в *см*).

Следует заметить, что многослойные катушки обладают значительной собственной (распределенной, паразитной) емкостью. Поэтому применение их при очень высоких частотах, соответствующих коротким и ультракоротким волнам, нерационально.

Таблица 1

$D = 3$	$b = 1$	$c = 2$	$n = 200$	$L = 756$	*мкгн*
	$b = 1{,}5$	$c = 1{,}5$	$n = 400$	$L = 3030$	»
	$b = 2$	$c = 1{,}5$	$n = 600$	$L = 6{,}18 \cdot 10^3$	»
$D = 4$	$b = 0{,}5$	$c = 2$	$n = 600$	$L = 12{,}6 \cdot 10^3$	»
	$b = 1$	$c = 1{,}5$	$n = 400$	$L = 5{,}69 \cdot 10^3$	»
	$b = 2$	$c = 1{,}5$	$n = 400$	$L = 4{,}55 \cdot 10^3$	»
$D = 5$	$b = 0{,}5$	$c = 1{,}5$	$n = 300$	$L = 5{,}23 \cdot 10^3$	»
	$b = 0{,}5$	$c = 2$	$n = 500$	$L = 12{,}65 \cdot 10^3$	»
	$b = 1$	$c = 2$	$n = 800$	$L — 29{,}10 \cdot 10^3$	»

Для увеличения, а также возможности плавного изменения индуктивности, внутрь катушки вводят сердечники из магнитных материалов. В торце катушки устанавливается приспособление, позволяющее плавно вводить этот сердечник внутрь катушки и тем самым плавно изменять величину ее индуктивности. Чтобы уменьшить, по возможности, потери, вносимые этим сердечником в катушку, и тем самым не ухудшать ее добротности, применяемые в настоящее время сердечники делают из специальных прессованных порошкообразных магнитных материалов (магнетит и т. д.).



Фиг. 35. Сотовая катушка с намоткой „Универсаль".

Расчет сотовой катушки типа «Универсаль». Внешний вид катушки показан на фиг. 35. Так как точный расчет индуктивности такой катушки достаточно кропотлив, то ниже приводится формула, пригодная только для ориентировочного расчета сотовых катушек:

$$L = 0{,}01D \cdot n^2 \ \textit{мкгн}, \qquad (33)$$

где D — минимальный диаметр намотки, *см*;
n — число витков.

В табл. 2 приведены средние значения индуктивностей и распределенных емкостей для ряда катушек с намоткой «Универсаль», средний диаметр которых равен 5 *см*.

Таблица 2

n	Индуктивность, *мкгн*	Распределенная емкость, *мкмкф*	Собственная длина волны, $\lambda_м$	Длина волны при конденсаторе 450 *мкмкф*, *м*
25	31,25	32	56	255
35	61,25	40	105	365
50	125	36	155	510
75	281	32	200	770
100	500	32	260	1 020
150	1 125	27	370	1 525
200	2 000	27	490	2 050

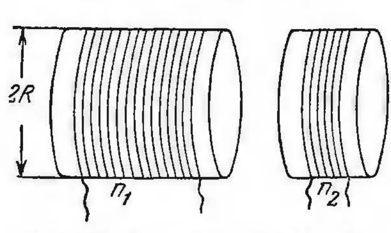
Расчет взаимной индуктивности

Расчет взаимной индуктивности между двумя катушками для случая, изображенного на фиг. 36, производится по формуле

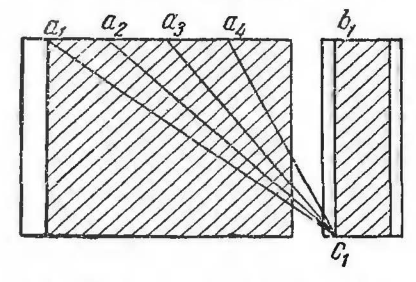
$$M_{мкгн} = n_1 \cdot n_2 \cdot R \cdot M_{ср} \cdot 10^{-3}, \qquad (34)$$

где R — радиус катушек, *см*;
n_1 и n_2 — число витков катушек.

Для определения коэффициента $M_{ср}$ обе катушки проектируют на бумагу и более длинную катушку разбивают, как показано на фиг. 37, на несколько секций, определяют расстояния между соответствующими точками и находят частные:



Фиг. 36. Две катушки с индуктивной связью.



Фиг. 37. Основные размеры, необходимые при расчете взаимной индуктивности между двумя катушками одинаковых диаметров.

$$1)\ \frac{a_1b_1}{a_1c_1};\ 2)\ \frac{a_2b_1}{a_2c_1};\ 3)\ \frac{a_3b_1}{a_3c_1};\ 4)\ \frac{a_4b_1}{a_4c_1}.$$

Для каждого частного (1, 2, 3 и 4) по табл. 3 определяют величину $M_{секц}$, а затем, сложив найденные четыре значения $M_{секц}$, делят найденную сумму на число секций (в данном случае на 4). Тогда полученное частное равно $M_{ср}$.

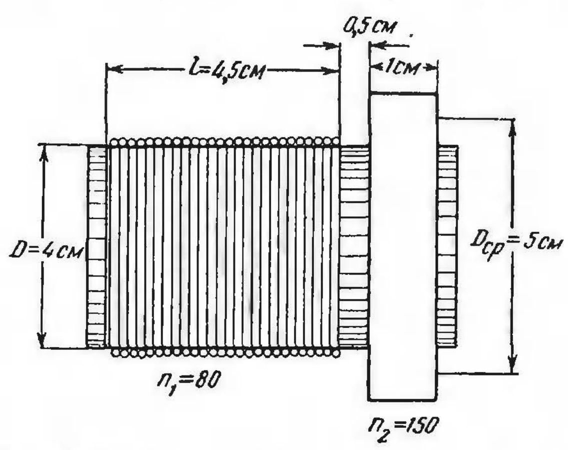
Расчет получается тем точнее, чем на большее число секций разбита катушка.

При большой длине второй катушки (длина намотки больше четверти диаметра D) ее также следует разбить на несколько секций и для каждой такой секции вычислить частные точно так же, как это сделано выше, для каждого частного найти значение $M_{секц}$, затем эти частные сложить и сумму разделить на число частных:

$$M_{ср} = \frac{\text{сумма } M_{секц}}{\text{число слагаемых}}. \qquad (35)$$

Частное $\left(\frac{a_n b_n}{a_n c_n}\right)$	$M_{секц}$	Частное $\left(\frac{a_n b_n}{a_n c_n}\right)$	$M_{секц}$	Частное $\left(\frac{a_n b_n}{a_n c_n}\right)$	$M_{секц}$	Частное $\left(\frac{a_n b_n}{a_n c_n}\right)$	$M_{секц}$
1,00	0,0	0,81	0,675	0,35	7,266	0,10	21,48
0,99	0,01	0,78	0,865	0,30	8,845	0,09	22,77
0,98	0,022	0,75	1,075	0,25	10,79	0,08	24,20
0,97	0,038	0,72	1,310	0,20	13,28	0,07	25,84
0,96	0,059	0,69	1,570	0,19	13,87	0,06	27,76
0,95	0,082	0,66	1,860	0,18	14,49	0,05	30,02
0,94	0,102	0,63	2,178	0,17	15,15	0,04	32,78
0,93	0,137	0,60	2,527	0,16	15,86	0,03	36,34
0,92	0,170	0,57	2,915	0,15	16,61	0,02	41,46
0,91	0,204	0,55	3,190	0,14	17,44	0,015	45,07
0,90	0,240	0,50	3,970	0,13	18,31	0,01	50,16
0,87	0,365	0,45	4,890	0,12	19,28		
0,84	0,507	0,40	5,973	0,11	20,33		

Катушки могут быть однослойными, многослойными или сотовыми. В двух последних случаях точки a, b и c



Фиг. 38. Основные конструктивные размеры двух катушек.

закрепляются в середине слоя намотки, а радиусы катушек берутся средние.

Если радиусы катушек не равны друг другу, то в формуле (34) вместо R подставляется величина $\sqrt{R_1 \cdot R_2}$, где

R_1 — радиус первой катушки, а R_2 — радиус второй катушки (размеры в *см*).

Пример 10. Определить величину взаимной индуктивности между двумя катушками, изображенными на фиг. 38.

Расчет

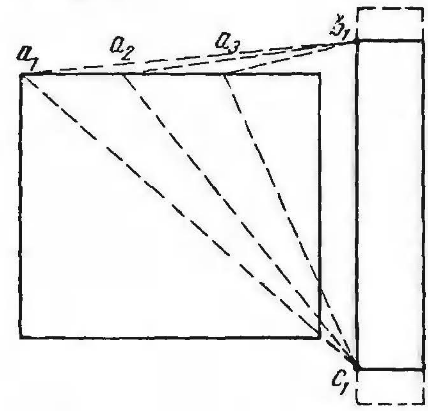
Проектируем обе катушки на бумагу и разбиваем первую катушку на три секции (фиг. 39). Затем измеряем соответствующие расстояния и составляем таблицу:

$$\frac{a_1b_1}{a_1c_1}=0{,}75 \qquad M_{секц}=1{,}075$$

$$\frac{a_2b_1}{a_2c_1}=0{,}615 \qquad M_{секц}=2{,}352$$

$$\frac{a_3b_1}{a_3c_1}=0{,}41 \qquad M_{секц}=5{,}760$$

Два последних значения $M_{секц}$ найдены интерполированием. Находим:



Фиг. 39. Основные размеры, необходимые для расчета взаимной индуктивности между двумя катушками разных диаметров.

$$M_{ср}=\frac{1{,}075+2{,}352+5{,}760}{3}=3{,}06.$$

Следовательно, взаимная индуктивность между катушками равна:

$$M=80\cdot150\sqrt{2\cdot2{,}5}\cdot3{,}06\cdot10^{-3}=82 \text{ мкгн}.$$

Активное сопротивление катушек индуктивности при токах высокой частоты

Активное сопротивление катушки индуктивности при токах высокой частоты зависит от многих факторов. Основным из них является сопротивление R провода намотки катушки, которое превышает его сопротивление постоянному току и которое можно приближенно определить по формуле

$$R=R_0\left[F+\left(\frac{k\cdot n\cdot d}{D}\right)^2 G\right] \text{ ом}, \qquad (36)$$

где R_0 — сопротивление провода катушки постоянному току;

d — диаметр провода катушки без изоляции, *мм*;

D — диаметр катушки, *см*;
n — число витков;
F, k и G — коэффициенты, определяемые по табл. 4, 5 и 6.

Сопротивление R_0 можно вычислить (для медных проводов) по формуле

$$R_0 = \frac{6{,}5 D_{cp} \cdot n}{d^2} \cdot 10^{-4} \text{ ом}, \qquad (37)$$

где D_{cp} — средний диаметр катушки, *см*;
n — число витков;
d — диаметр провода без изоляции, *мм*.

Коэффициенты F и G определяются по табл. 4 в зависимости от величины Z, где

$$Z = 0{,}34 d \sqrt{f}; \qquad (38)$$

здесь d — диаметр (без изоляции) провода катушки, *мм*;
f — частота, *кгц*.

Таблица 4

Z	F	G	Z	F	G	Z	F	G
0,1	1,00	—	3,6	1,529	0,156	9,4	3,587	1,534
0,3	1,00	—	3,8	1,603	0,5503	9,8	3,728	1,605
0,5	1,00	0,00097	4,0	1,678	0,5842	10,0	3,799	1,641
0,6	1,001	0,00202	4,2	1,752	0,6179	12,0	4,504	1,995
0,7	1,001	0,00373	4,4	1,826	0,6517	14,0	5,209	2,348
0,8	1,002	0,00632	4,6	1,899	0,6858	16,0	5,915	2,702
0,9	1,003	0,01006	4,8	1,971	0,7203	18,0	6,621	3,056
1,0	1,005	0,01519	5,0	2,043	0,7550	20,0	7,328	3,409
1,2	1,011	0,0306	5,4	2,184	0,8255	22,0	8,034	8,763
1,4	1,020	0,0541	5,8	2,324	0,8962	24,0	8,741	4,117
1,6	1,033	0,0863	6,0	2,394	0,9316	25,0	9,094	4,294
1,8	1,052	0,1265	6,4	2,533	1,003	30,0	10,86	5,177
2,0	1,078	0,1724	6,8	2,673	1,073	40,0	14,40	5,946
2,2	1,111	0,2214	7,0	2,743	1,109	50,0	17,93	8,713
2,4	1,152	0,2708	7,4	2,884	1,180	60,0	21,46	10,48
2,6	1,201	0,3184	7,8	3,024	1,251	70,0	25,00	12,25
2,8	1,256	0,3632	8,0	3,094	1,287	80,0	28,54	14,02
3,0	1,318	0,4049	8,4	3,235	1,357	90,0	32,07	15,78
3,2	1,385	0,4439	8,8	3,376	1,428	100,0	35,61	17,55
3,4	1,456	0,4807	9,0	3,446	1,464			

Коэффициент k определяется по табл. 5 в зависимости от числа слоев m и отношения $\frac{l}{D}$ (фиг. 32).

Таблица 5

m \ $\frac{l}{D}$	0,125	0,25	0,375	0,5	1,0	1,5
1	1,50	0,78	0,53	0,41	0,25	0,14
2	1,96	1,00	0,68	0,52	0,27	0,16
3	2,03	1,03	0,70	0,53	0,29	0,17

Если m больше 3, то k определяется по табл. 6 в зависимости от отношений $\frac{l}{D}$ и $\frac{c}{D}$ (фиг. 40).

Таблица 6

$\frac{c}{D}$ \ $\frac{l}{D}$	0,0	0,125	0,25	0,375	0,5	1,0
0,0	—	2,08	1,06	0,72	0,55	0,35
0,1	2,62	1,16	0,77	0,58	0,47	0,30
0,2	1,37	0,81	0,62	0,49	0,41	0,27
0,3	0,98	0,69	0,54	0,44	0,37	0,24
0,4	0,80	0,60	0,47	0,40	0,34	0,22
0,5	0,69	0,52	0,42	0,35	0,30	0,21

Пример 11. Определить активное сопротивление катушки, рассчитанной в примере 8, при частоте $f = 10^6$ *гц*.

Расчет

Определяем R_0 по формуле (37)

$$R_0 = \frac{6{,}5 \cdot D_{cp} \cdot n}{d^2} \cdot 10^{-4} =$$

$$= \frac{6{,}5 \cdot 3 \cdot 120}{0{,}25^2} \cdot 10^{-4} = 3{,}74 \text{ ом}.$$

2. Определяем Z по формуле (38):

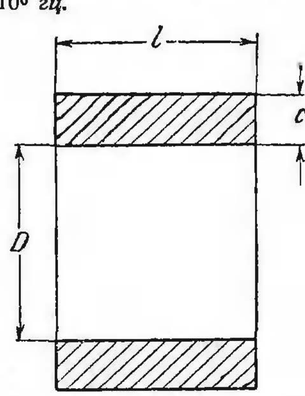
$$Z = 0{,}34 d\sqrt{f} = 0{,}34 \cdot 0{,}25 \sqrt{10^3} = 2{,}7.$$

Тогда из табл. 4 находим:

$F = 1{,}228$ и $G = 0{,}341$ (среднее из двух соседних значений G и F).

3. Для $m = 1$ и $\frac{l}{D} = \frac{4{,}5}{3} = 1{,}5$ по табл. 5 иаходим:

$$k = 0{,}14.$$



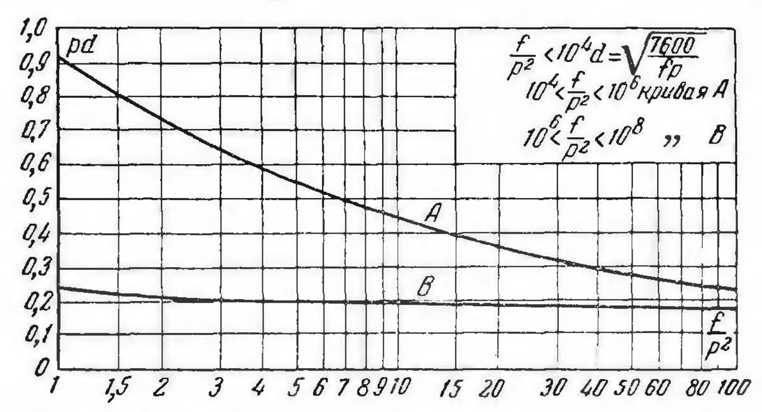
Фиг. 40. Основные размеры многослойной катушки, необходимые при расчете активного сопротивления.

4. Тогда согласно формуле (36)

$$R = R_0\left[F + \left(\frac{k \cdot n \cdot d}{D}\right)^2 G\right] = 3{,}74\,[1{,}228 + \left(\frac{0{,}14 \cdot 120 \cdot 0{,}25}{3}\right)^2 \cdot 0{,}341] =$$

$$= 3{,}74\,(1{,}228 + 0{,}68) = 7{,}1 \text{ ом.}$$

При заданной форме катушки сопротивление R получается наименьшим при надлежаще выбранном диаметре провода для намотки катушки. Определение этого оптимального диаметра провода $d_{опт}$ производится следующим образом. Задаются формой катушки, т. е. диаметром D (*см*) и отношением $\frac{l}{D}$, где l—длина (*см*) намотка катушки



Фиг. 41. Вспомогательные кривые, необходимые при расчете активного сопротивления катушки.

(отношение $\frac{l}{D}$ берется обычно в пределах 0,5—1,5) Кроме того, должны быть известны: величина индуктивности L (*мкгн*) катушки и диапазон частот (или частота), в котором предполагается использовать данную катушку. Тогда определяют сначала две вспомогательные величины: $s = 0{,}2 + 0{,}14\frac{l}{D}$ и $p = \sqrt{L} \cdot \frac{s}{D}$. Затем определяют отношешение $\frac{f}{p^2}$, где f—наивысшая частота (*гц*) заданного диапазона, и по кривой фиг. 41 находят $\left(\text{в зависимости от } \frac{f}{p^2}\right)$ произведение $p \cdot d_{опт}$, откуда определяют

$$d_{опт} = \frac{p \cdot d_{опт}}{p}.$$

Пример 12. Определить оптимальный диаметр провода катушки, если $L = 400$ *мкгн*, $D = 3$ *см*, частота $f = 10^6$ *гц* и $\frac{l}{D} = 1$.

Расчет

1. $s = 0{,}2 + 0{,}14\frac{l}{D} = 0{,}2 + 0{,}14 = 0{,}34.$

2. $p = \frac{\sqrt{L \cdot s}}{D} = \frac{\sqrt{400 \cdot 0{,}34}}{3} = 2{,}26,$

откуда $p^2 = 5{,}12$.

3. $\frac{f}{p^2} = \frac{10^6}{5{,}12} = 1{,}95 \cdot 10^5.$

4. По графику фиг. 41 находим для данного отношения $\frac{f}{p^2}$ произведение $p \cdot d$.

По горизонтальной оси этого графика отложены не полные значения отношений $\frac{f}{p^2}$, а только его сомножители при 10^α (α — целое число). Например, вместо $\frac{f}{p^2} = 2 \cdot 10^7$ отложен только сомножитель 2, вместо, например, $\frac{f}{p^2} = 20 \cdot 10^6$ отложен только сомножитель 20 и т. д. Так как в нашем случае $\frac{f}{p^2} = 1{,}95 \cdot 10^5$, то на горизонтальной оси (график фиг. 41) находим сомножитель 1,95, и так как, с другой стороны, отношение $\frac{f}{p^2} = 1{,}95 \cdot 10^5$ меньше 10^6 $\left(10^4 < \frac{f}{p^2} < 10^6\right)$, то по кривой A находим соответствующее 1,95 значение произведения $p \cdot d = 0{,}73$, откуда

$$d = d_{опт} = \frac{0{,}73}{2{,}26} = 0{,}324 \text{ мм} \approx 0{,}32 \text{ мм}.$$

Если отношение $\frac{f}{p^2}$ меньше 10^4 $\left(\frac{f}{p^2} < 10^4\right)$, то диаметр провода определяется по формуле

$$d = \sqrt{\frac{7\,600}{f \cdot p}} \text{ мм}.$$

На средних волнах иногда применяют специальный вид провода — литцендрат, который обладает при этих частотах меньшим сопротивлением по сравнению с обычным проводом.

Вторым фактором, определяющим активное сопротивление катушки индуктивности при высоких частотах, являются потери, вносимые изоляцией (диэлектриком) провода, материалом каркаса катушки, потери, обусловленные

влиянием на катушку близрасположенных к ней диэлектриков и проводников; на величину потерь влияют также форма катушки и тип намотки и т. д. Все эти влияния не поддаются расчету и при неудачном сочетании их обусловливаемое ими активное сопротивление катушки может оказаться достаточно большим. Практика показывает, что наблюдаемые в действительности даже для одного и того же типа реальных катушек значения добротностей Q, которые определяются активным сопротивлением их, колеблются в довольно широких пределах (примерно от 50 до 200 и больше).

Влияние металлического экрана на колебательный контур

Катушка колебательного контура при помещении ее в металлический экран несколько изменяет свои параметры: ее индуктивность уменьшается, а активное сопротивление возрастает. Влияние металлического экрана на конденсатор переменной емкости сказывается в незначительном увеличении начальной и конечной емкости контура.

Необходимо стремиться к тому, чтобы настроенные в резонанс друг другу контуры были конструктивно выполнены совершенно одинаково. Тогда влияние экранов будет одинаковым для всех контуров и не приведет к сильному разбросу их параметров.

Чтобы скомпенсировать неоднородность характеристики катушек и т. п., в радиоприемниках параллельно катушкам иногда подсоединяют полупеременные подстроечные конденсаторы, задачей которых является точная подстройка контуров в резонанс.

Конденсаторы

В подавляющем числе случаев радиолюбитель не изготовляет самостоятельно конденсаторов переменной или постоянной емкости, а пользуется готовыми, имеющимися в продаже.

В колебательных (на диапазон частот) контурах радиоприемников применяются конденсаторы переменной емкости, дающие прямую (линейную) зависимость между углом поворота подвижных пластин и частотой настраиваемого ими контура (так называемые прямочастотные конденсаторы). Такие конденсаторы обладают рядом преимуществ перед прямоемкостными конденсаторами (с полукруг-

лыми пластинами), при пользовании которыми, например, очень резко меняется частота настройки колебательного контура с изменением емкости в начале шкалы конденсатора (конденсаторы этого типа вышли из употребления).

В конденсаторах, предназначенных для настройки одной ручкой нескольких контуров, одна из подвижных пластин их иногда делается разрезной для возможности подстройки отдельных контуров в резонанс, приближением секторов разрезанных пластин к одной из неподвижных пластин конденсатора.

Конденсаторы, включенные в колебательный контур, вносят в него потери, эквивалентные некоторому добавочному активному сопротивлению, вызывающему соответствующее уменьшение добротности контура. Это проявляется особенно при применении конденсаторов с твердым диэлектриком.

В настоящее время в колебательных контурах применяются конденсаторы переменной емкости воздушные (диэлектрик — воздух). Нормальная конструкция таких конденсаторов обеспечивает очень незначительные вносимые ими потери, во всяком случае много меньшие, чем потери, вносимые в контур катушкой индуктивности. Поэтому в практических расчетах ими можно пренебрегать и считать, что добротность контура определяется всецело добротностью его катушки индуктивности.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Ниже приводится расчет ступеней усиления высокой частоты двух типов. К первому типу относятся схемы фиг. 42, а ко второму — схемы фиг. 43. Усилители с полосовыми фильтрами рассматриваются отдельно.

Расчет усилителей высокой частоты производится обычно на максимальной, минимальной и средней частотах поддиапазона. При расчете считаются заданными:

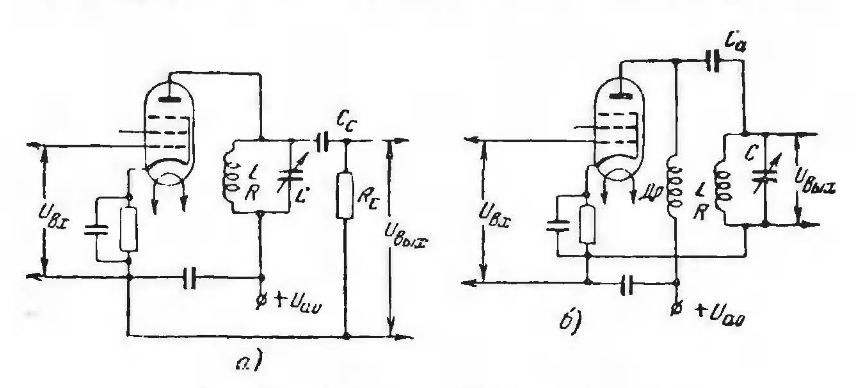
1. Тип лампы и ее параметры (S, μ, R_i, C_{ac}, $C_{вх}$, $C_{вых}$).

2. Максимальная ($C_{макс}$) и минимальная ($C_{мин}$) емкости контура.

3. Максимальная и минимальная частоты поддиапазона ($f_{макс}$ и $f_{мин}$).

Расчет схем фиг. 42

Эти схемы отличаются друг от друга только способом подачи на анод лампы постоянного напряжения (в схеме фиг. 42,*а* контур находится под положительным потенциалом анодной батареи, а в схеме 42,*б* присоединен к общему минусу). Расчет обеих схем производится по одним и тем



Фиг. 42. Схемы ступеней усилителя в. ч.
а—с последовательным питанием; *б*—с параллельным питанием.

же формулам и отличается только в деталях. В результате расчета должны быть определены:

1) коэффициент усиления ступени $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$

2) условия устойчивости работы ступени (отсутствия самовозбуждения колебаний);

3) полоса пропускания контура;

4) элементы схемы (C, L, C_a, C_c, R_c, $L_{др}$).

Расчет производится в следующей последовательности:

1. Определяют условие устойчивости работы ступени (на максимальной частоте поддиапазона). Для этого эквивалентное сопротивление $R_э$ контура при резонансе не должно превышать значения

$$R_э \leqslant \frac{6 \cdot 10^3}{\sqrt{f_{макс} \cdot C_{ac} \cdot S}} \text{ ом}, \tag{39}$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота поддиапазона, *мгги*;

C_{ac} — емкость анод — сетка лампы, *мкмкф*;

S — крутизна характеристики лампы в рабочей точке (т. е. при фактических U_{a0}, $U_{э0}$, $-U_{c0}$), *ма/в*.

При этом U_{a0} — напряжение на аноде лампы;

$U_{э0}$ — напряжение на экранирующей сетке;

$-U_{c0}$ — напряжение смещения на управляющей сетке.

Рекомендуется $R_э$ уменьшать против расчетного на 15—25%, так как самовозбуждение в реальной схеме определяется не только обратной связью через C_{ac}, но и емкостями выводов анода и сетки в ламповой панельке и схеме.

2. Находят индуктивность катушки контура

$$L = \frac{0{,}282 \cdot \lambda^2_{мин}}{C_{мин}} \text{ мкгн},$$

где $\lambda_{мин}$ — минимальная длина волны поддиапазона (соответствует максимальной частоте $f_{макс}$), *м*;

$C_{мин}$ — емкость контура при полностью выведенных пластинках конденсатора переменной емкости, *мкмкф*.

Емкость контура определяется не только начальной емкостью конденсатора $C_{к.мин}$, но и подключенных параллельно к ней: выходной емкости лампы $C_{вых}$, входной, емкости следующей лампы $C_{вх}$ и емкости монтажа $C_м$, т. е.

$$C_{мин} = C_{к.мин} + C_{вых} + C_{вх} + C_м. \tag{40}$$

3. Определяют полное активное сопротивление контура

$$R = \frac{\omega^2 \cdot L^2}{R_э} \approx \frac{40 L^2 \cdot f^2}{R_э} \text{ ом}, \tag{41}$$

где L — индуктивность катушки, *гн*;

f — расчетная частота (в данном случае $f_{макс}$), *гц*;

$R_э$ — эквивалентное сопротивление контура, найденное из условия устойчивой работы ступени усиления, *ом*.

Активное сопротивление R контура можно определять и по формуле

$$R=\frac{3{,}55\cdot 10^6 L^2}{\lambda^2\cdot R_э} \text{ ом}, \qquad (42)$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;

λ — длина волны, соответствующая расчетной частоте (в данном случае $f_{макс}$), *м*;

$R_э$ — как и в формуле (41), *ом*.

Это сопротивление учитывает потери в катушке, в конденсаторе и потери, вносимые в контур присоединенными к нему цепями. При проектировании катушки ее сопротивление может быть ориентировочно принято равным 75% от найденного выше значения R, предполагая, что остальные 25% сопротивления учитывают потери от других источников.

Таким образом, данные для конструирования катушки определены.

4. Определяют усиление ступени:

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=S\cdot R'_э\cdot 10^{-3}, \qquad (43)$$

где S — крутизна характеристики в рабочей точке, *ма/в*;

$$R'_э=\frac{R_э\cdot R_i}{R_э+R_i} \text{ ом};$$

R_i — внутреннее сопротивление ламп, *ом*;

$R_э$ — эквивалентное сопротивление контура [формула (39)], *ом*.

Полоса пропускания $\Delta F_п$ равна:

$$\Delta F_п=\frac{f}{Q} \text{ кгц},$$

где Q — добротность контура;

f — расчетная частота (в данном случае $f_{макс}$), *кгц*.

Если полоса пропускания $\Delta F_п$ меньше заданной, то ее можно увеличить, увеличив сопротивление потерь в контуре, например, включив последовательно с катушкой дополнительное сопротивление или зашунтировав контур сопротивлением. Если $\Delta F_п$ получается больше заданной, то необходимо перейти к схемам фиг. 43 (расчет их см. ниже).

Нужно иметь в виду, что в схеме фиг. 42, *а* сопротивление потерь в контуре равно:

$$R_n = R + R_{внос}, \tag{44}$$

где

$$R_{внос} = \frac{(\omega \cdot L)^2}{R_c} \tag{45}$$

и представляет сопротивление, вносимое в контур сопротивлением R_c; R_c — сопротивление утечки между сеткой и нитью следующей лампы (обычно $R_c \approx 0{,}5 - 1$ *мгом*).

Индуктивность дросселя $L_{др}$ (фиг. 42, *б*) должна быть равна:

$$L_{др} \approx (3 - 4)\, L. \tag{46}$$

Величина емкости C_a определяется по формуле

$$C_a \geqslant \frac{10^7}{R_э \cdot f_{мин}} \text{ мкмкф}, \tag{47}$$

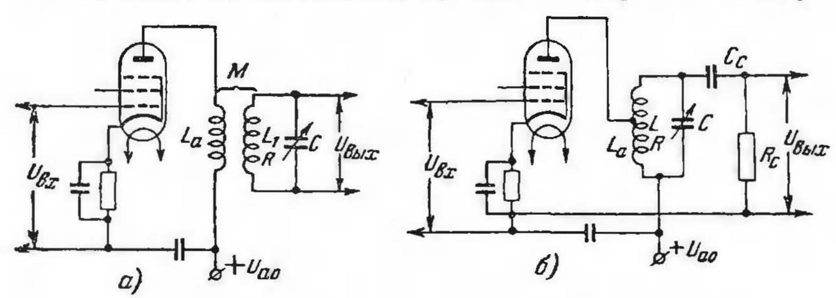
где $R_э$ — эквивалентное сопротивление контура, определенное по формуле (39);

$f_{мин}$ — частота, *мггц*.

Емкость $C_c \approx 200 - 500$ *мкмкф* ($C_c \approx 20 C_{ск}$, где $C_{ск}$ — емкость сетка — катод лампы с учетом емкости монтажа).

Расчет схем фиг. 43

В этих двух схемах можно получить высокую избирательность, используя контуры с очень большим Q. Чтобы большая величина Q не привела к самовозбуждению усилителя, необходимо правильно выбрать величину



Фиг. 43. Схемы ступеней УВЧ.
а—с трансформаторной связью; *б*—с автотрансформаторной связью.

взаимной индуктивности M: изменяя величину M, можно привести сопротивление нагрузки в аноде лампы в соответствие с формулой (39). При малых значениях эквивалентных сопротивлений $R_э$ контура применение схем фиг. 43 нерационально.

В дополнение к заданным выше величинам в случае схем фиг. 43 будем считать также заданной полосу частот пропускания контура $\Delta F_п$.

Расчет этих схем производится по одним и тем же формулам в следующей последовательности:

1. Зная наивысшую частоту $f_{макс}$ (минимальную длину волны $\lambda_{мин}$) и минимальную емкость контура $C_{мин}$, определяют индуктивность катушки контура

$$L = \frac{0{,}282\lambda^2_{мин}}{C_{мин}} \text{ мкгн.}$$

2. По заданной полосе пропускания контура $\Delta F_п$ определяют его добротность

$$Q = \frac{f_{макс}}{\Delta F_п}. \qquad (48)$$

3. По найденной добротности контура определяют его полное активное сопротивление

$$R = \frac{\omega_{макс} \cdot L}{Q} \text{ ом}$$

или

$$R = \frac{1\,880 L_{мкгн}}{Q \cdot \lambda_{мин}} \text{ ом.} \qquad (49)$$

Как и в случае расчета схем фиг. 42, примерно 75% найденного сопротивления R можно отнести к потерям за счет катушки индуктивности.

4. Определяют эквивалентное сопротивление контура

$$R_э = 10^6 \cdot \frac{L_{мкгн}}{C_{мкмкф} \cdot R} \text{ ом} \qquad (50)$$

или

$$R_э = \frac{3{,}55 \cdot 10^6 \cdot L^2_{мкгн}}{\lambda^2 \cdot R} \text{ ом.}$$

5. Определяют допустимую наибольшую величину сопротивления нагрузки в цепи анода лампы

$$R_н \leqslant \frac{6 \cdot 10^3}{\sqrt{f_{макс} \cdot C_{ac} \cdot S}} \; ом, \tag{51}$$

где $f_{макс}$ — частота, *мггц*;

C_{ac} — емкость сетка — анод, *мкмкф*;

S — крутизна характеристики лампы в рабочей точке, *ма/в*.

6. Определяют величину необходимой взаимной индуктивности между катушками L_a и L_1:

$$M = L_1 \cdot \sqrt{\frac{R_н}{R_э}} \; мкгн, \tag{52}$$

где L_1 — индуктивность катушки в цепи анода лампы, *мкгн*;

$R_н$ — найденное выше сопротивление нагрузки в цепи анода;

$R_э$ — эквивалентное сопротивление контура.

Примечание. В схеме фиг. 43, *б* взаимная индуктивность заменяется индуктивностью L_a части катушки контура, входящей в цепь анода — см. формулу (17).

7. Определяют коэффициент усиления ступени

$$K = S \cdot R'_э \cdot 10^{-3}, \tag{53}$$

где S — крутизна характеристики лампы в рабочей точке, *ма/в*;

$$R'_э = \frac{R_н \cdot R_i}{R_н + R_i}, \; ом.$$

Если $R_н$ значительно меньше внутреннего сопротивления лампы R_i, то

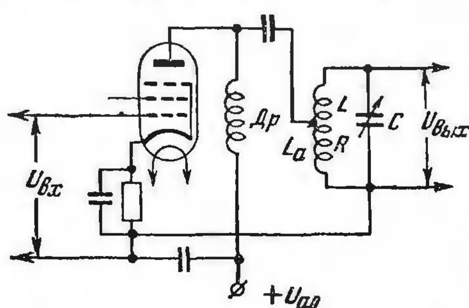
$$K \approx S \cdot R_н \cdot 10^{-3}. \tag{54}$$

Если эквивалентное сопротивление контура лишь немногим больше $R_н$, величина взаимной индуктивности M получается большой (немногим меньше $\sqrt{L_a \cdot L_1}$), в этом случае лучше применить схему фиг. 43, *б* или фиг. 44. Это объясняется тем, что практически осуществить большую взаимную индуктивность между L_a и L_1 (фиг. 43, *а*) трудно, в то время как в схеме фиг. 43, *б* (или фиг. 44)

для этого достаточно лишь ввести в анодную цепь бо́льшую часть катушки L [см. формулу (17)].

Вносимое в контур сопротивление $R_{внос}$ определяется по формуле (45).

Величины C_c и R_c (фиг. 43, *б*) выбираются так же, как и в предыдущем разделе. Вместе с изменением L (при переходе в другой поддиапазон) в схеме фиг. 43, *б* обычно изменяют и L_a.



Фиг. 44. Схема ступени УВЧ с автотрансформаторной связью при параллельном питании.

Каждый поддиапазон желательно просчитать в трех точках: на частотах $f_{макс}$, $f_{мин}$ и на средней частоте диапазона.

Пример 13. Рассчитать ступень усиления высокой частоты (схема фиг. 42,*а*). Задано: 1) лампа 6К7 ($S = 1{,}5$ *ма/в*, $R_i = 1$ *мгом*, $C_{ac} = 0{,}005$ *мкмкф*, $C_{вх} = 7$ *мкмкф*, $C_{вых} = 12$ *мкмкф*); 2) конденсатор контура $C_к$ ($C_{к.\,макс} = 500$ *мкмкф*, $C_{к.\,мин} = 45$ *мкмкф*); 3) емкость монтажа $C_м = 10$ *мкмкф*; 4) максимальная частота $f_{макс} = 1{,}5$ *мггц* ($\lambda_{мин} = 200$ *м*).

Расчет

1. Определяем наибольшее допустимое эквивалентное сопротивление контура (в схемах фиг. 42 это сопротивление является нагрузочным сопротивлением лампы):

$$R_э = R_н \leqslant \frac{6 \cdot 10^3}{\sqrt{f_{макс} \cdot C_{ac} \cdot S}} = \frac{6 \cdot 10^3}{\sqrt{1{,}5 \cdot 0{,}005 \cdot 1{,}5}} \approx 57\,000 \text{ ом.}$$

2. Находим минимальную емкость контура:

$$C_{мин} = C_{к.\,мин} + C_{вых} + C_{вх} + C_м = 45 + 12 + 7 + 10 \approx 75 \text{ мкмкф.}$$

3. Определяем индуктивность катушки:

$$L = \frac{0{,}282 \cdot \lambda^2_{мин}}{C_{мин}} = \frac{0{,}282 \cdot 200^2}{75} = 150 \text{ мкгн.}$$

4. Находим активное сопротивление контура:

$$R = \frac{35 \cdot 10^6 \cdot L^2}{\lambda^2_{мин} \cdot R_э} = \frac{35 \cdot 10^6 \cdot 150^2}{200^2 \cdot 57\,000} = 34{,}5 \text{ ом} \approx 35 \text{ ом.}$$

5. Определяем коэффициент усиления ступени. Так как $R_н \ll R_i$, то $R_н \approx R'_э$ и, следовательно,

$$K = S \cdot R_н \cdot 10^{-3} = 1{,}5 \cdot 57\,000 \cdot 10^{-3} = 86.$$

6. Определяем добротность контура:

$$Q = \frac{1\,880 \cdot L_{мкгн}}{\lambda \cdot R} = \frac{1\,880 \cdot 150}{200 \cdot 35} = 40.$$

7. Находим полосу пропускания контура:

$$\Delta F_п = \frac{f_{макс}}{Q} = \frac{1\,500}{40} = 37{,}5 \; кгц \approx 38 \; кгц.$$

Если получившаяся полоса пропускания слишком велика, необходимо перейти к схеме с трансформаторным или автотрансформаторным включением (контуров фиг. 43 и 44).

Расчет остальных деталей этих схем не представляет труда.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ С ПОЛОСОВЫМИ ФИЛЬТРАМИ НА ФИКСИРОВАННУЮ ЧАСТОТУ

Схемы полосовых фильтров были уже приведены на фиг. 24. Полосовой фильтр связывается с электронной лампой так же, как и колебательный контур (например, фиг. 42,*а*). Характерными являются схемы фиг. 45.

В практике радиолюбителя встречается преимущественно одноступенчатый усилитель промежуточной частоты с двумя полосовыми фильтрами в цепи сетки и в цепи анода. Кривая избирательности определяется в этом случае двумя фильтрами. Поэтому, если задана полоса пропускания и равномерность усиления частот, входящих в эту полосу, для всего усилителя, то требования к отдельному полосовому фильтру несколько меняются, что должно быть учтено при расчете схемы. Предполагаем, что оба контура полосового фильтра совершенно одинаковы и заданы:

1) параметры лампы (S, R_i, μ, C_{ac}); 2) резонансная частота фильтра f_0, *кгц*; 3) полоса пропускания усилителя ΔF *кгц*.

Необходимо определить: 1) параметры контура (L, C, R); 2) сопротивление связи $X_{св}$ (для фиг. 45); 3) взаимную индуктивность M (связь с анодной цепью); 4) коэффициент

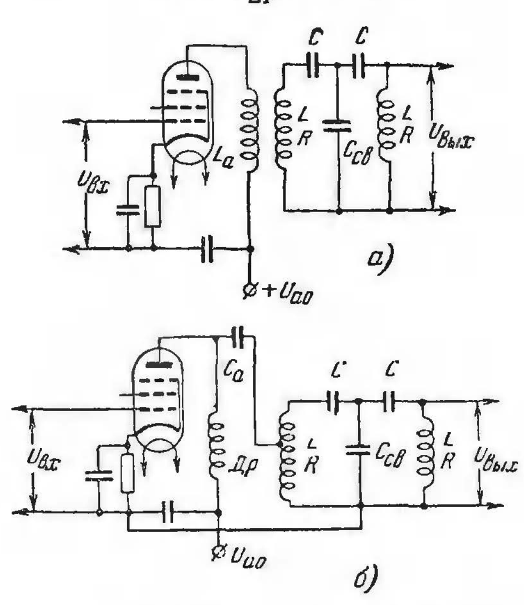
усиления ступени; 5) кривую избирательности фильтра и усилителя[1].

Порядок расчета следующий:

Определяют:

1. Величину емкости C каждого фильтра:

$$C = 13{,}3 \frac{f_0}{\Delta F} \text{ мкмкф}. \tag{55}$$



Фиг. 45. Схемы ступени УПЧ.
а—трансформаторная связь с лампой; *б*—автотрансформаторная связь с лампой.

2. Величины индуктивности L каждого фильтра:

$$L = \frac{254 \cdot 10^8}{f_0^2 \cdot C_{мкмкф}} \text{ мкгн}. \tag{56}$$

3. Активное сопротивление R каждого фильтра

$$R = 4{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot L \cdot \Delta F \text{ ом}, \tag{57}$$

где L — в *мкгн*.

---

[1] Коэффициент неравиомерности усиления частот принят равным 1,05; коэффициент постоянства полосы пропускания принят равным 1,05 и ΔC при смене ламп принята равным 3 *мкмкф* (эти данные относятся к каждому из фильтров в отдельности).

4. Сопротивление связи $X_{св}$ между контурами фильтров:

$$X_{св} = 1{,}36 \cdot R \text{ ом}. \qquad (58)$$

Для фильтров типа фиг. 45 (связь через большую емкость)

$$C_{св} = \frac{159 \cdot 10^6}{f_0 \cdot X_{св}} \text{ мкмкф}; \qquad (59)$$

для фильтров со связью через небольшую емкость (фиг. 24, *б*)

$$C'_{св} = \frac{C^2}{C_{св}} \text{ мкмкф}, \qquad (60)$$

где C определяется формулой (55) и $C_{св}$ формулой (59).

Для фильтров с индуктивной связью (фиг. 24, *а*)

$$M = 159 \frac{X_{св}}{f_0} \text{ мкгн}. \qquad (61)$$

5. Эквивалентное сопротивление контура

$$R_{э} = 10^6 \frac{L_{мкгн}}{C_{мкмкф} \cdot R} \text{ ом}. \qquad (62)$$

6. Взаимную индуктивность M, определяющую связь фильтра с лампой,

$$M = 1{,}54 L \cdot \sqrt{\frac{R_н}{R_э}} \text{ мкгн}, \qquad (63)$$

где $R_э$ определяется формулой (62), а $R_н$ — формулой (51). Если отношение $\frac{M}{L}$ получается больше единицы, то принимают $M = L$ и щипок анодной связи присоединяется к началу катушки, т. е. контур включается в цепь лампы непосредственно. Трансформаторное включение контура (фиг. 45, *а*) применимо лишь при $\frac{M}{L} \approx 0{,}1$ (при бо́льших значениях отношения $\frac{M}{L}$ трудно практически осуществить необходимую M).

7. Коэффициент усиления ступени

$$K = 57 \cdot 10^{-5} \frac{M}{L} \cdot S \cdot R_э, \qquad (64)$$

где S — в *ма* и $R_э$ — в *ом*.

8. Кривые избирательности фильтра и усилителя.

При использовании полосовых фильтров полоса пропускания усилителя ΔF не зависит от числа фильтров. Но с увеличением числа фильтров увеличивается провал в середине полосы пропускания (фиг. 26) и увеличивается крутизна спада кривой за пределами полосы пропускания.

Кривая избирательности одного фильтра рассчитывается по точкам аналогично расчету кривой избирательности колебательного контура, т. е.

$$N=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1,7}{\Delta F}\right)^4\cdot\Delta f^4\cdot\left(1-\frac{\Delta F^2}{4\Delta f^2}\right)}}. \qquad (65)$$

Кривая избирательности нескольких полосовых фильтров (всего усилителя) также определяется по точкам, причем в каждой точке

$$N_{общ\,(\Delta f)}=N^n_{(\Delta f)},$$

где n — число (одинаковых) полосовых фильтров (в нашем случае $n=2$).

Если приведенный выше порядок расчета применить к расчету усилителя с числом полосовых фильтров больше двух, то увеличится провал в средней части полосы пропускания и увеличится возможность изменения полосы пропускания за счет неоднородности ламп.

Пример 14. Рассчитать схему фиг. 45, *б*. Дано: 1. Лампа 6К7 ($S=1,5$ *ма/в*; $R_i=1$ *мгом*; $C_{ac}=0,005$ *мкмкф*). 2. Частота $f_0=400$ *кгц*. 3. Полоса пропускания $\Delta F=10$ *кгц*.

Расчет

1. Определяем по формуле (55) емкость C:

$$C=13,3\frac{f_0}{\Delta F}=13,3\frac{400}{10}=532 \text{ мкмкф}.$$

2. Определяем по формуле (56) индуктивность L:

$$L=\frac{254\cdot10^8}{f_0\cdot C}=\frac{254\cdot10^8}{400^2\cdot532}=300 \text{ мкгн}.$$

3. Определяем по формуле (57) сопротивление R:

$$R=4,8\cdot10^{-3}\cdot L\cdot\Delta F=4,8\cdot10^{-3}\cdot300\cdot10=14,4\approx15 \text{ ом}.$$

4. Определяем по формуле (58) $X_{св}$:

$$X_{св}=1,36R=1,36\cdot14,4=19,6\approx20 \text{ ом},$$

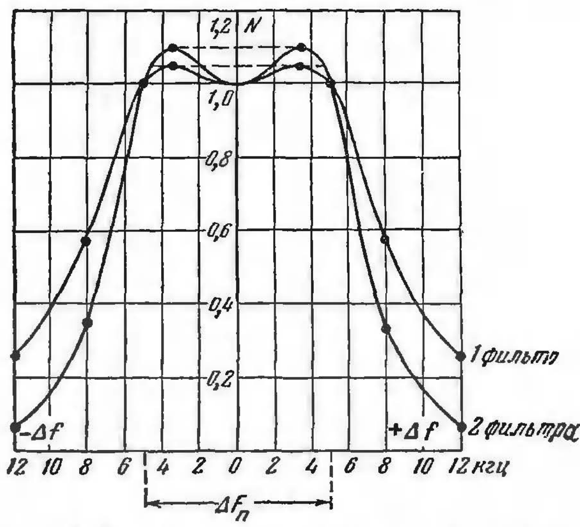
откуда по формуле (59) определяем:

$$C_{св}=\frac{159\cdot10^6}{f_0\cdot X_{св}}=\frac{159\cdot10^6}{400\cdot20}=19\,800\ мкмкф$$

(мы используем схему со связью через большую емкость).

5. Сопротивление контура $R_э$ равно:

$$R_э=10^6\frac{L}{C\cdot R}=10^6\cdot\frac{300}{532\cdot15}=37\,600\ ом.$$



Фиг. 46. Кривые избирательности одного и двух фильтров.

6. Взаимная индуктивность M по формуле (63) равна:

$$M=1{,}54\cdot L\sqrt{\frac{R_н}{R_э}}=1{,}54\cdot300\sqrt{\frac{110\cdot10^3}{37{,}6\cdot10^3}}=800\ мкгн,$$

так как согласно формуле (51)

$$R_н\leqslant\frac{6\cdot10^3}{\sqrt{f_0\cdot C_{ac}\cdot S}}=\frac{6\cdot10^3}{\sqrt{0{,}4\cdot0{,}005\cdot1{,}5}}\approx110\,000\ ом.$$

Поскольку отношение $\frac{M}{L}=\frac{800}{300}=2{,}65$ (больше 1), то необходимо применять непосредственное включение контура, т. е. принять $\frac{M}{L}=1$.

7. Коэффициент усиления ступени по формуле (64) равен:

$$K = 57 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{M}{L} \cdot S \cdot R_{в} = 57 \cdot 10^{-5} \cdot 1 \cdot 1{,}5 \cdot 37\,600 \approx 32.$$

8. Кривую избирательности можно определить, задавшись расстройками, например $\Delta f = 8$ и 12 *кгц*. Три точки кривой ($N = 1$) соответствуют $\Delta f = 0$ и $\Delta f = \pm 5$ *кгц*. Точкам, лежащим на вершине горбов (для одного фильтра $N' = 1{,}05$), соответствуют расстройки $\pm \Delta f = \Delta F/1{,}42 \cdot 2$ или, в нашем случае, $\pm \Delta f = 10/1{,}41 \cdot 2 = 3{,}55$ *кгц*.

Для расстройки $\Delta f = 8$ *кгц*

$$N_{\Delta f = 8} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1{,}7}{10}\right)^4 \cdot 8^4 \cdot \left(1 - \frac{10^2}{4 \cdot 8^2}\right)}} = 0{,}58.$$

Для расстройки $\Delta f = 12$ *кгц*

$$N_{\Delta f = 12} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1{,}7^4 \cdot 12^4}{10^4} \cdot \left(1 - \frac{10^2}{4 \cdot 12^2}\right)}} = 0{,}256.$$

Наносим расчеты на график (фиг. 46).

Кривая для двух фильтров построена по точкам $N_{общ} = N^2$.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

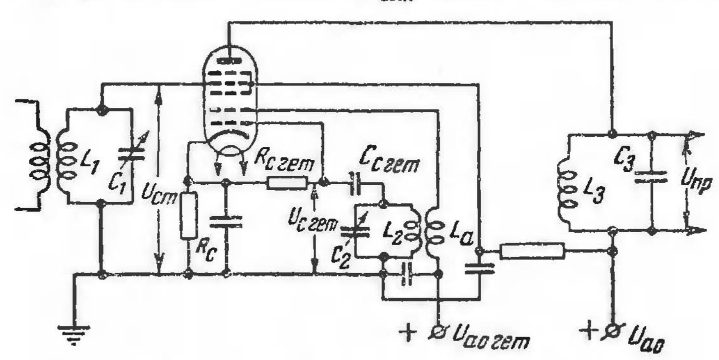
РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Из скелетной схемы фиг. 3 видно, что в супергетеродинном радиоприемнике имеется преобразователь частоты. Этот элемент предназначается для преобразования колебаний двух высоких частот: принимаемой радиостанции и местного генератора высокой частоты (гетеродина) в колебания одной более низкой высокой частоты, которую называют промежуточной частотой. Для такого преобразования на вход преобразователя подаются колебания от принимаемой станции с амплитудой $U_{м.ст}$ и частотой $f_{ст}$ и от гетеродина с амплитудой $U_{м.гет}$ и частотой $f_{гет}$. На выходе преобразователя получаются колебания с амплитудой $U_{м.пр}$ и частотой $f_{пр} = f_{гет} - f_{ст}$. Ниже приводится расчет преобразователя для случая, когда $f_{гет} > f_{ст}$, т. е. когда частота колебаний промежуточной частоты равна разности между частотой гетеродина и частотой принимаемой станции.

Задачей расчета является установление зависимости между $U_{ст}$, $U_{гет}$, $U_{пр}$ и параметрами лампы, выполняю-

щей роль преобразователя. Определим величину коэффициента преобразования K_n, равного отношению $\frac{U_{np}}{U_{cm}}$, для преобразователя на гептоде.

Схема такого преобразователя приведена на фиг. 47. Здесь L_1C_1 — контур, настроенный на частоту f_{cm} принимаемой радиостанции; L_2C_2 — контур, настроенный так, что его резонансная частота $f_{гет}$ выше частоты контура



Фиг. 47. Схема преобразователя супергетеродинного радиоприемника.

L_1C_1 на f_{np}, т. е. $f_{np} = f_{гет} - f_{cm}$; контур L_3C_3 настроен на частоту f_{np}. Катод и первые две сетки гептода образуют трехэлектродную лампу, которая вместе с присоединенными к ней контуром L_2C_2 и катушкой L_a составляет гетеродин. Частота колебаний гетеродина определяется частотой настройки контура L_2C_2.

Коэффициент преобразования

$$K_n = \frac{U_{np}}{U_{cm}} \qquad (66)$$

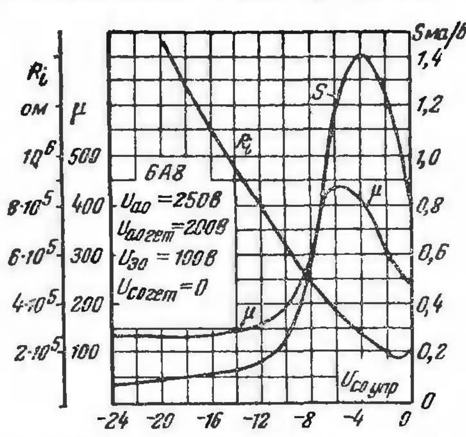
определяется по формуле

$$K_{n.\,макс} = 25 \cdot 10^{-5} \cdot S_{макс} \cdot R_{в.\,np}, \qquad (67)$$

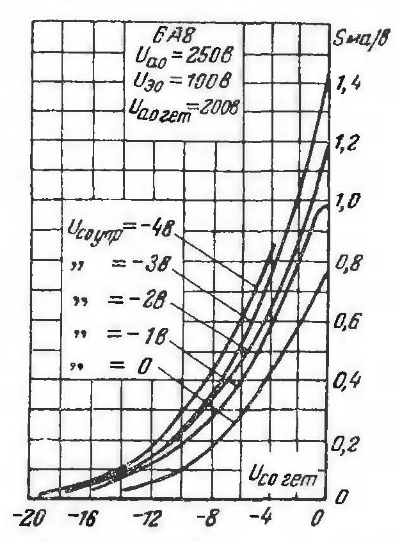
где $S_{макс}$ — наибольшая крутизна (*ма/в*) характеристики анодного тока по управляющей (четвертой) сетке при следующих условиях:

U_{a0} — задано, $U_{в0}$ — задано, $U_{c\,0\,гет} = 0$; $R_{в.\,np}$ — эквивалентное сопротивление контура промежуточной частоты (L_3C_3), *ом*.

На фиг. 48 показана (для лампы 6А8) зависимость крутизны S от смещения $U_{c\,0\,упр}$ на управляющей сетке при поставленных выше условиях. Из фигуры видно что, $S_{макс}$ получается при $U_{c\,0\,упр} \approx -4$ *в*. При этом значении $U_{c\,0\,упр}$ получится и $K_{п.\,макс}$. Для получения $K_{п.\,макс}$ необходимо, кроме того, чтобы амплитуда колебаний на сетке гетеродина $U_{c.\,гет}$ была равна или составляла больше половины напряжения смещения на этой же сетке, необходимого для сведения S к нулю (фиг. 49). Постоянное смещение $U_{c\,0\,гет}$ на сетке гетеродина также должно быть равно половине этого максимального смещения.



Фиг. 48. Изменение основных параметров лампы 6А8 в зависимости от смещения на управляющей сетке.



Фиг. 49. Зависимость крутизны характеристик лампы 6А8 от смещения на сетке гетеродина.

Таким образом, получение $K_{п.\,макс}$ зависит от правильного выбора по характеристикам преобразовательной лампы (гептода) величин: $U_{c\,0\,упр}$, $U_{c\,0\,гет}$ и $U_{c.\,гет}$. Например, из приведенных на фиг. 49 характеристик гептода видно, что при $U_{a0} = 250$ *в*, $U_{э0} = 100$ *в* и $U_{a\,0\,гет} = 200$ *в*, $K_{п.\,макс}$ получится при $U_{c\,0\,упр} = -4$ *в*, $U_{c\,0\,гет} = -8$ *в* и $U_{c.\,гет} = 8$ *в*,

В схеме фиг. 47 контур промежуточной частоты включен непосредственно в анод лампы и в формулу (67) величина $R_{э.\,пр}$ контура, равная $10^6 L_{3\,мкгн}/C_{3\,мкмкф} \cdot R$, подставляется непосредственно. Это дает правильный результат лишь в том случае, когда внутреннее сопротивление лампы R_i в несколько раз больше $R_{э.\,пр}$. Если R_i и $R_{э.\,пр}$ примерно равны друг другу, $K_{п.\,макс}$ получается вдвое меньшим. При трансформаторном включении полосового фильтра формула для $K_{п.\,макс}$ получает вид:

$$K_{п.\,макс} = 14 \cdot 10^{-5} \cdot S_{макс} \cdot \frac{M}{L_3} \cdot R_{э.\,пр}, \qquad (68)$$

где M определяется по формуле (63); $R_{э.\,пр}$ определяется по формуле (62); S — *ма/в*.

Порядок расчета полосового фильтра тот же, что и раньше.

Пример 15. Определить коэффициент преобразования при следующих условиях: преобразователь — гептод 6А8 (см. характеристики на фиг. 49); сопротивление нагрузки преобразователя $R_{э.\,пр} = 100\,000 = 10^5$ *ом*; смещение на управляющей сетке $U_{c\,0\,упр} = -2$ *в*. Контур включен по схеме фиг. 47.

Расчет

1. Определяем $S_{макс}$. Из характеристик на фиг. 49 находим, что при $U_{c\,0\,упр} = -2$ *в*, $S_{макс} = 1{,}2$ *ма/в*.

2. Из характеристик фиг 49 видно, что для получения $K_{макс}$ должно быть: $U_{c\,0\,гет} = -8$ *в* и $U_{c.\,гет} = 8$ *в*. При этом $R_i = 200\,000$ *ом* (фиг. 48).

3. Определяем коэффициент преобразования:

$$K_{п.\,макс} \approx 25 \cdot 10^{-5} \cdot S_{макс} \cdot R_{э.\,пр} = 25 \cdot 10^{-5} \cdot 1{,}2 \cdot 10^5 = 30.$$

Несколько слов о выборе режима гетеродина.

Необходимые значения $U_{c\,0\,гет}$ и $U_{c.\,гет}$ нами определены. Можно считать, что если смещение на сетке гетеродина выбрать в середине отрицательного участка характеристики анодного тока гетеродина, то амплитуда колебаний на сетке гетеродина будет ограничиваться слева нижним изгибом характеристики, а справа — токами сетки (результирующее напряжение на сетке гетеродина не должно быть больше нуля). В схеме фиг. 47 отрицательное смещение

создается падением напряжения на сопротивлении $R_{с. геш}$ за счет прохождения через него тока сетки гетеродина

$$U_{с\,0\,гет} = R_{с.\,гет} \cdot I_{с\,0\,гет}, \tag{69}$$

где $R_{с.\,гет}$ — сопротивление утечки, *ом*;

$I_{с\,0\,гет}$ — постоянная составляющая тока сетки гетеродина, *а*.

Следует заметить, что рассчитать сколько-нибудь точно величину $I_{с\,0\,гет}$ очень трудно. Необходимо практически определить $I_{с\,0\,гет}$, измерив его гальванометром (при данном $R_{с.\,гет}$) и уже затем определить $U_{с\,0\,гет}$. Изменяя $R_{с.\,гет}$, можно подобрать необходимое значение смещения. Однако порядок величины $I_{с\,0\,гет}$ сеточного тока можно определить по формуле

$$I_{с\,0\,гет} \approx 0{,}3 S_{с.\,гет}, \tag{70}$$

где $S_{с.\,гет}$ — крутизна характеристики сеточного тока гетеродина, *ма/в*.

Пример 16. Определить величину $R_{с.\,гет}$, если $S_{с.\,гет} = 0{,}2$ *ма/в* и смещение на сетке гетеродина должно быть равно 8 *в*.

Расчет

Определяем:

$$I_{с\,0\,гет} = 0{,}3\, S_{с.\,гет} = 0{,}3 \cdot 0{,}2 = 0{,}06\ ма = 60 \cdot 10^{-6}\ а.$$

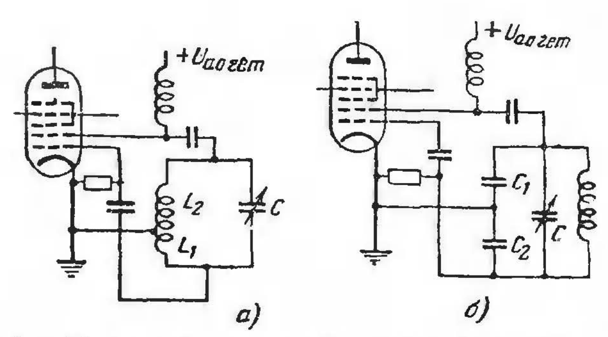
Тогда

$$R_{с.\,гет} = \frac{U_{с\,0\,гет}}{I_{с\,0\,гет}} = \frac{8}{60 \cdot 10^{-6}} \approx 130\,000\ ом$$

Величина емкости $C_{с.\,гет}$ берется равной в среднем 200 *мкмкф*. При уменьшении $R_{с.\,гет}$ емкость $C_{с.\,гет}$ должна быть увеличена, и наоборот.

Катушка L_a рассчитывается таким образом, чтобы величина взаимной индуктивности между ней и L_2 обеспечивала самовозбуждение на всех волнах диапазона.

Оптимальную величину взаимной индуктивности (оптимальную обратную связь) находят при налаживании приемника, стремясь, с одной стороны, получить наименьшие изменения амплитуды колебаний гетеродина с изменениями частоты колебаний и ограничить, с другой сто-



Фиг. 50. Различные способы осуществления обратной связи в гетеродине.

роны, амплитуду колебаний с тем, чтобы получились слабые гармоники, т. е. возможно малый уровень шумов.

Расчет цепи обратной связи для применяемых в гетеродине схем (фиг. 47 и 50) производят в следующей последовательности:

1. Определяют величину коэффициента обратной связи, обеспечивающую самовозбуждение колебаний в гетеродине:

$$K_{обр} = \frac{1}{S' \cdot R_в'} + D, \tag{71}$$

где S' — средняя крутизна характеристики анодного тока гетеродина (у гептода—тока второй сетки). В большинстве случаев практики можно считать, что $S' = 0{,}5\,S$, т. е. средняя крутизна равна половине крутизны статической характеристики в рабочей точке;

$R_в'$ — сопротивление нагрузки в анодной цепи гетеродина: в схеме фиг. 47 эквивалентное сопротивление контура L_2C_2, а на фиг. 50 — часть этого сопротивления: $R_в' = R_в \cdot p^2$, где $p = \frac{L_2}{(L_2 + L_1)}$ — для фиг. 50,*а* и $p = \frac{C_2}{(C_1 + C_2)}$ — для фиг. 50,*б*;

D — проницаемость по первой сетке относительно второй сетки. Ориентировочно можно считать, что $D = 0{,}1$.

2. Определяют параметры схемы, обеспечивающие заданный коэффициент обратной связи;

а) для схемы фиг. 47

$$K_{обр}=\frac{M}{L_2},$$

где M—взаимная индуктивность между катушками L_a и L_2;

б) для схемы фиг. 50,*а*

$$K_{обр}=\frac{L_1}{L_2}\approx\frac{n_1}{n_2},$$

где n_1 и n_2 — числа витков соответствующих частей катушки;

в) для схемы фиг. 50,*б*

$$K_{обр}=\frac{C_1}{C_2}.$$

С целью обеспечения устойчивого самовозбуждения колебаний в гетеродине во всех точках диапазона в реальных условиях необходимо $K_{обр}$ увеличивать приблизительно в 1,5÷2 раза против расчетных (при расчете $R'_в$ надо брать наименьшее из расчетных в пределах диапазона волн).

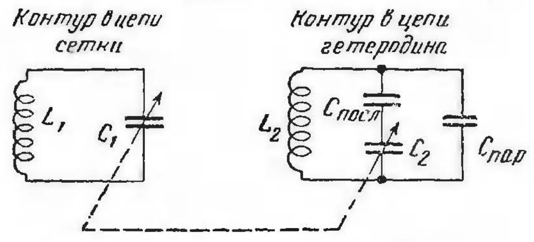
ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РАСЧЕТ СОПРЯЖЕНИЯ КОНТУРОВ В СУПЕРГЕТЕРОДИНЕ

Когда оба контура (в цепи управляющей сетки и гетеродина) настраиваются одной ручкой, то предпринимают особые меры к тому, чтобы расстройка между частотой настройки обоих контуров всегда оставалась постоянной и равной промежуточной частоте: $f_{пр}=f_{гет}-f_{ст}$.

Мы рассмотрим случай, когда в обоих контурах применяются одинаковые прямочастотные конденсаторы, т. е. конденсаторы, дающие линейную зависимость между углом поворота названных пластин и резонансной частотой настраиваемого ими контура. В контур гетеродина в этом случае включаются два добавочных конденсатора $C_{посл}$ и $C_{пар}$ (на каждый поддиапазон отдельная пара конденсаторов), величины емкости которых определяются по приведенным ниже графикам. Схема включения конденсаторов показана на фиг. 51.

Положим, что максимальная емкость $C_{макс}$ контура определяется только максимальной емкостью $C_{к\ макс}$ конденсатора настройки (т. е. всеми паразитными емкостями пренебрегают) и эта $C_{к.\ макс}$ равна 400 *мкмкф*. По фор-



Фиг. 51. Сопряжение контуров УВЧ и гетеродина.

муле (11) определяют индуктивность L_1. Тогда величины L_2, $C_{посл}$ и $C_{пар}$ определяют следующим образом:

1. Находят отношение промежуточной частоты к средней частоте рассчитываемого поддиапазона

$$n = \frac{f_{пр}}{f_{ср}}.$$

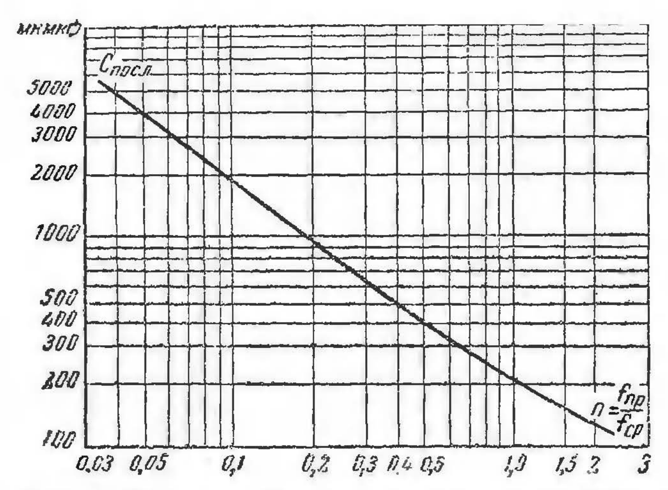
1. Находят емкость конденсатора $C_{посл}$ по графику фиг. 52.

3. Находят емкость конденсатора $C_{пар}$ по графику фиг. 53.

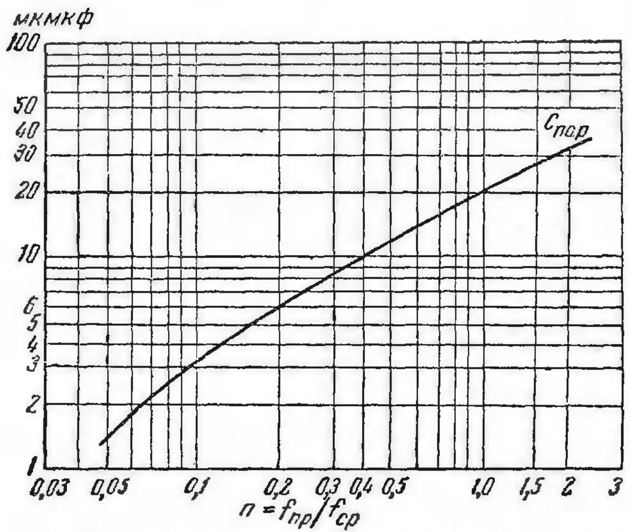
4. По графику фиг. 54 определяют коэффициент k, на который надо умножить индуктивность катушки L_1, чтобы получить индуктивность катушки гетеродина L_2 ($L_2 = k \cdot L_1$).

Если максимальная емкость $C_{макс}$ конденсатора настройки не равна 400 *мкмкф*, то найденные по графикам емкости $C_{посл}$ и $C_{пар}$ нужно изменить в $\frac{C_{макс}}{400}$ раз. Коэффициент k при этом не меняется.

Следует заметить, что точное выполнение условия $f_{пр} = f_{гет} - f_{ст}$ возможно лишь при некоторых настройках поддиапазона и нежелательные последствия несоблюдения этого условия сказываются тем сильнее, чем уже полоса пропускания контуров, включенных до преобразователя.



Фиг. 52. Кривая для расчета последовательной емкости контура гетеродина.



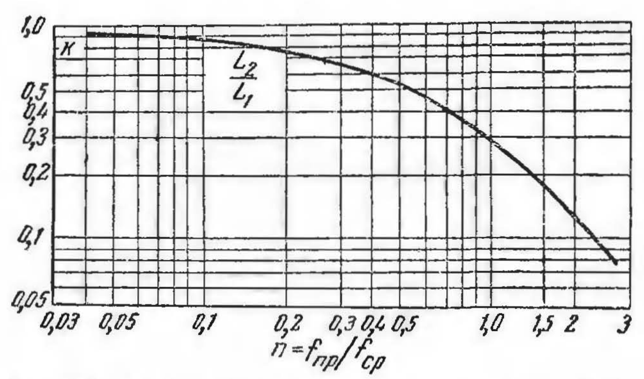
Фиг. 53. Кривая для расчета параллельной емкости контура гетеродина.

Пример 17. Определить L_2, $C_{посл}$ и $C_{пар}$ сопрягаемого контура, если емкости конденсаторов настройки $C_{макс} = 400$ *мкмкф* для поддиапазона 200—500 *м*. частота $f_{пр} = 460$ *кгц*.

Расчет

1. Определяем $f_{макс} = \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^5}{200} = 1\,500$ *кгц* и

$$f_{мин} = \frac{3 \cdot 10^5}{500} = 600 \text{ кгц}.$$



Фиг. 54. Кривая для расчета индуктивности контура гетеродина.

Тогда средняя частота поддиапазона равна:

$$f_{ср} = \frac{1\,500 + 600}{2} = 1\,050 \text{ кгц}$$

и поэтому

$$n = \frac{f_{пр}}{f_{ср}} = \frac{460}{1\,050} = 0{,}438.$$

2. По кривой фиг. 52 находим емкость $C_{посл}$:

$$C_{посл} = 450 \text{ мкмкф}.$$

3. По кривой фиг. 53 находим емкость $C_{пар}$:

$$C_{пар} = 10 \text{ мкмкф}.$$

4. По кривой фиг. 54 находим коэффициент $k \approx 0{,}55$. Тогда $L_2 = 0{,}55 \cdot L_1$.

Емкость конденсатора $C_{пар}$ может достигать при высоких $f_{пр}$ еще большей величины. Этот конденсатор выполняется в виде полупеременного конденсатора.

Промежуточная частота не должна совпадать с частотами радиостанций, создающими в районе работы радиоприемника заметную напряженность поля. Во всеволновых приемниках обычно используют $f_{пр}$ порядка 460 *кгц*. Контуры, включенные до преобразователя, должны иметь провал в настройке на частотах, близких к $f_{пр}$.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРНОЙ СТУПЕНИ

Колебания высокой частоты, принятые антенной радиоприемника, отфильтрованные колебательными контурами и усиленные ступенями усиления высокой — и в случае супергетеродинного приемника — промежуточной частоты, подаются на вход детекторного каскада. Если эти колебания модулированы с коэффициентом модуляции m, то на вход детекторной ступени поступают модулированные колебания высокой частоты с амплитудой напряжения на несущей $U_м$. На выходе детекторной ступени получаются колебания низкой частоты с амплитудой напряжения U_1. Детекторная ступень характеризуется так называемым коэффициентом преобразования $K_{п.д}$ и частотной характеристикой. Существенной характеристикой детекторного каскада является также характеристика нелинейных искажений.

Коэффициент преобразования равен:

$$K_{п.д}=\frac{U_1}{mU_м}. \qquad (72)$$

Выгодно использовать детектор, у которого коэффициент преобразования $K_{п.д}$ не зависит от амплитуды $U_м$. К такому типу детектора приближаются линейный сеточный детектор и линейный диодный детектор. Детекторы этих типов вносят мало искажений, т. е. обладают относительно небольшим коэффициентом нелинейных искажений. Но при малых входных амплитудах, когда процесс детектирования происходит на нижней части характеристики детектора, последний вносит большие искажения.

На этом участке коэффициент преобразования $K_{п.д}$ уменьшается вместе с уменьшением амплитуды несущей частоты $U_м$. Коэффициент нелинейных искажений такого нелинейного детектора очень велик и при $m=1$ (100% модуляция) достигает 25%.

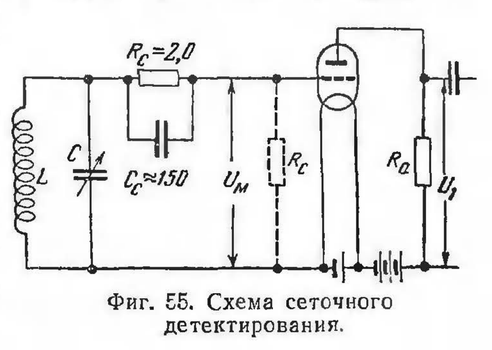
Расчет детектора заключается в определении коэффициента преобразования $K_{п.д}$ и частотой характеристики $K_{п.д}=\varphi(F)$, а также в определении границ входного напряжения, при которых изменяется характер детектирова-

ния и резко возрастает коэффициент нелинейных искажений. Коэффициент преобразования входит множителем в произведение, определяющее коэффициент усиления всего радиоприемника ($K = K_{вх} \cdot K_{п.д} \cdot K_{унч}$).

Частотная характеристика детектора определяет частично и частотную характеристику радиоприемника. Поэтому она должна удовлетворять требованиям, предъявляемым к частотной характеристике всего радиоприемника (равномерное усиление модулирующих частот).

Квадратичный сеточный детектор

Квадратичное сеточное детектирование применяется главным образом в радиоприемниках с небольшим усилением высокой частоты. Схема детекторной ступени с квадратичным сеточным детектированием приведена на фиг. 55. Сопротивление R_c можно включать или последовательно с колебательным контуром, или параллельно ему (показано на фигуре пунктиром). Основным требованием такого детектора является необходимость подачи на его вход напряжений с амплитудой, меньшей 0,5 — 02 *в*. При больших входных напряжениях могут иметь место сильные искажения (в этом случае применяют линейное сеточное детектирование).



Фиг. 55. Схема сеточного детектирования.

Коэффициент преобразования квадратичного детектора зависит от величины входного напряжения и уменьшается с его уменьшением. Ориентировочно можно считать, что для $U_м = 0{,}2 - 0{,}5$ *в* коэффициент преобразования $K_{п.д}$ получается порядка 0,5—0,8. Коэффициент преобразования зависит также от частоты модулирующего сигнала; характер этой зависимости показан для частного случая на фиг. 56 (данные $R_c = 2$ *мгом* и $C_c = 150$ *мкмкф* можно считать типовыми).

Коэффициент усиления всей детекторной ступени для схемы фиг. 55 равен:

$$K_{д}=K_{п.д}\cdot\mu\cdot\frac{R_a}{R_i+R_a}=K_{п.д}\cdot\mu_{д}, \qquad (73)$$

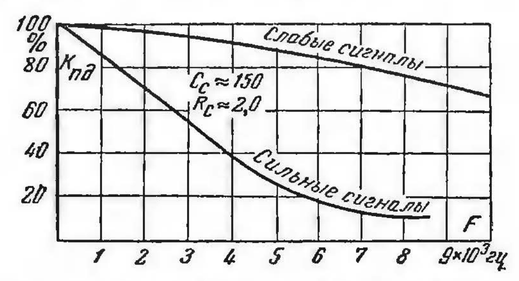
где μ — статический коэффициент усиления лампы;

$\mu_{д}=\mu R_a/(R_i+R_a)$ — динамический коэффициент усиления;

R_i — внутреннее сопротивление лампы;

R_a — сопротивление нагрузки, детекторной ступени.

Расчет $K_{д}$ для схемы с трансформаторным входом излагается в разделе об усилителях низкой частоты.



Фиг. 56. Кривые для расчета частотной характеристики сеточного детектора.

Коэффициент нелинейных искажений для рассматриваемого типа детектора может быть определен по формуле

$$K_f\approx0{,}25\cdot m, \qquad (74)$$

где m — коэффициент модуляции. Из этой формулы видно, что при использовании квадратичного детектора удовлетворительный прием возможен лишь при небольшой глубине модуляции.

Расчет линейного сеточного детектора

Линейный сеточный детектор находит применение в приемниках прямого усиления с лампами экономической серии, а в отдельных случаях — и в супергетеродинных схемах. Схема линейного сеточного детектора ничем по

существу не отличается от схемы квадратичного детектора, только C_c и R_c в нем имеют другие величины.

Расчет линейного сеточного детектора ведется в следующем порядке:

1. Принимают, что должно быть обеспечено неискаженное детектирование для коэффициента модуляции до $m = 0{,}9$.

2. Задаются величиной C_c так, чтобы емкостное сопротивление $\frac{1}{\omega C_c}$ было значительно меньше сопротивления участка сетка—нить лампы. Это достигается обычно при $C_c \approx 100$ *мкмкф*.

3. Находят

$$R_c \approx \frac{10^{11}}{F_{макс} \cdot C_c} \text{ ом}, \tag{75}$$

где $F_{макс}$ — наивысшая частота модуляции, *гц*;
C_c — *мкмкф*.

4. По графику фиг. 57 находят коэффициент, вычислив предварительно произведение $S_0 \cdot R_c$, где S_0 — средняя крутизна (*ма/в*) статической характеристики сеточного тока при предполагаемом рабочем анодном напряжении и отсутствии смещения на сетке; R_c — сопротивление в цепи сетки, *ом*.

5. Определяют коэффициент преобразования детектора

$$K_{п.\,д} = K \cdot \mu_д \cdot K_F, \tag{76}$$

где $\mu_д$ — динамический коэффициент усиления лампы с нагрузочным сопротивлением в цепи анода (см. расчет квадратичного детектора);
K_F — см. ниже п. 8.

6. Определяют наименьшее допустимое напряжение на аноде, при котором еще не наступает вторичное детектирование в цепи анода:

$$U_{а.\,мин} = [U_м(1 + K) + 2]\,\mu \text{ в}, \tag{77}$$

где $U_м$ — наибольшая амплитуда на несущей частоте, которую предполагается получать на входе детектора.

7. Определяют необходимое напряжение анодной батареи

$$U_б = U_{а.мин} + I_0 \cdot R_а \; в, \qquad (78)$$

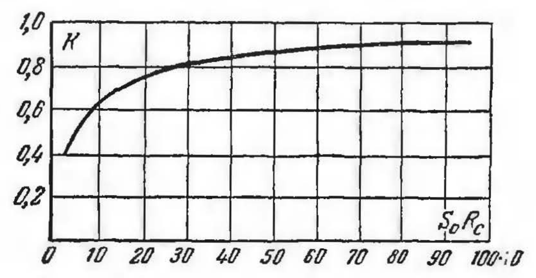
где $R_а$ — нагрузочное сопротивление в цепи анода детекторной лампы;

I_0 — постоянная составляющая анодного тока при напряжении $U_м$ на входе детектора;

I_0 определяют следующим образом:

а) находят $U_{c0} = U_м \cdot K$;

б) откладывают на горизонтальной оси характеристики лампы влево от $U_{c0} = 0$ (от начала координат) величину U_{c0}



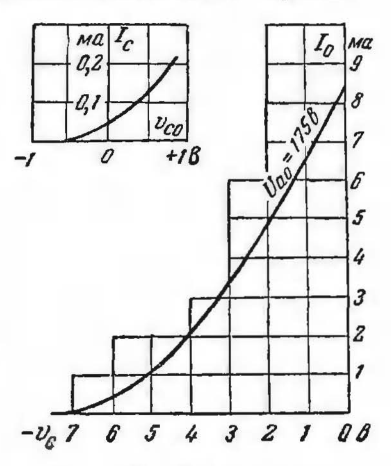
Фиг. 57. Кривая для расчета линейного детектора.

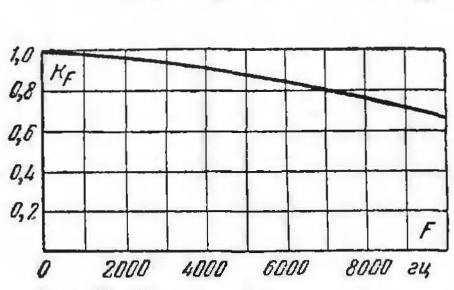
и на характеристике анодного тока лампы при анодном напряжении $U_{а.мин}$ находят ток I_0 (см. пример).

8. Частотная характеристика ($K_{п.д}$ в зависимости от F) детекторной ступени в пределах от частоты $F_{мин}$ до $F_{макс}$ определяется как частотной характеристикой ступени усиления низкой частоты, которую образует детекторная лампа вместе с нагрузочным сопротивлением в ее цепи анода, так и частотной характеристикой самой детекторной цепи. На фиг. 58 дана частотная характеристика для характерных данных C_c и R_c (100 *мкмкф* и 0,2 *мгом*).

Коэффициент нелинейных искажений при линейном детектировании невелик. При уменьшении входного напряжения $U_м$ ниже 1 — 0,5 *в* линейный детектор переходит в квадратичный. При малых значениях $U_м$ коэффициент преобразования $K_{п.д}$ падает и коэффициент нелинейных

искажений возрастает. Поэтому даже в хорошем приемнике прием при слабых сигналах искажается, и его не удается улучшить регулятором тона. По этой же причине ручное регулирование громкости в высококачественных приемниках осуществляется за детекторным каскадом, а автоматическое регулирование должно обеспечивать подачу на вход детектора оптимальную амплитуду несущей частоты $U_м$.





Фиг. 58. Кривая для расчета частотной характеристики линейного детектора.

Фиг. 59. Характеристики анодного и сеточного токов лампы.

Пример 18. Рассчитать линейный сеточный детектор. Заданы: схема фиг. 55; лампа с параметрами $R_i = 19\,000$ *ом*; $\mu = 33$; $S = 1{,}7$ *ма/в*; $R_a = 30\,000$ *ом*; $U_м = 2$ *в*; $F = 5\,000$ *гц*.

Расчет

Задаемся:

1. Коэффициентом модуляции $m = 0{,}9$.
2. Емкостью $C_c = 100$ *мкмкф*.
3. Находим:

$$R_c = \frac{10^{11}}{F_{макс} \cdot C_c} = \frac{10^{11}}{5 \cdot 10^3 \cdot 100} = 200\,000 \text{ ом}.$$

4. Из характеристики лампы (фиг. 59) определяем $S_0 = 0{,}05$ *ма/в*. Тогда произведение $S_0 \cdot R_0 = 0{,}05 \cdot 2 \cdot 10^5 = 10^3$. Из фиг. 57 находим $K \approx 0{,}65$.

5. Находим коэффициент преобразования детекторной ступени при частоте $F = 400$ *гц*:

$$K_{п.д} = K \cdot \mu_д \cdot K_F = 0{,}65 \cdot 20 \cdot 1 = 13,$$

так как

$$\mu_д = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} = 33 \frac{30\,000}{19\,000 + 30\,000} \approx 20$$

и K_F при $F = 400$ *гц* равен примерно единице.

6. Находим по формуле (77)

$$U_{а.мин} = [2\cdot(1+0{,}65)+2]\cdot 33 \approx 175 \;\; в.$$

Такое сравнительно большое напряжение на аноде весьма характерно для детектора этого типа. Если напряжение будет меньше, коэффициент нелинейных искажений заметно возрастет, а $K_{п.д}$ несколько уменьшится.

7. Находим необходимое напряжение анодной батареи

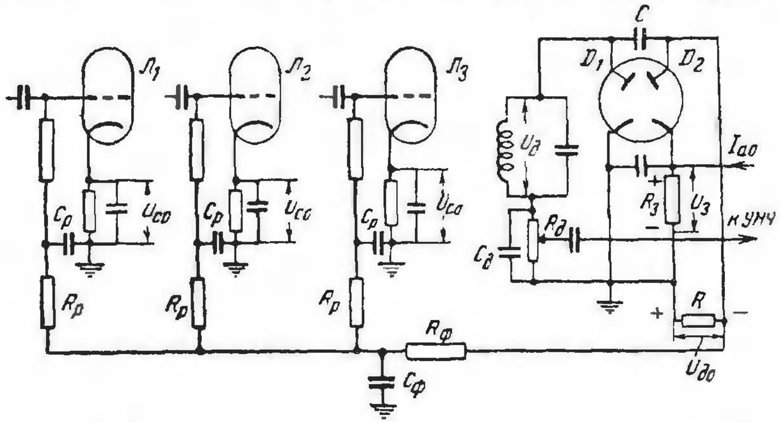
$$U_б = U_{а.мин} + I_0 \cdot R_a = 175 + 6\cdot 10^{-3}\cdot 30\cdot 10^3 = 355 \;\; в,$$

так как $U_{c0} = U_м \cdot K = 2\cdot 0{,}65 = 1{,}3$ *в*, а при таком смещении и $U_{а.мин} = 175$ *в* ток $I_0 \approx 6$ *ма* (фиг. 59).

8. Частотиую характеристику можно вычислить, руководствуясь указаниями, приведенными в главе „Расчет усилителя низкой частоты".

Расчет линейного диодного детектора

С развитием высококачественных радиоприемников, в особенности супергетеродинов, широко вошли в практику двойные диоды. Один из диодов обычно используется



Фиг. 60. Схема автоматического регулирования усиления (АРУ).

для осуществления АРУ, а другой является линейным диодным детектором.

Расчет элементов линейного диодного детектора (фиг. 60) следует производить в следующей последовательности:

1. Принимают, что необходимо обеспечить неискаженное детектирование до коэффициента модуляции $m = 0{,}9$.

2. Выбирают $C_д$ (примерно $C_д = 100$ *мкмкф*).

3. Определяют $R_д$:

$$R_д \approx \frac{10^{11}}{F_{макс} \cdot C_д} \text{ ом.}$$

4. По графику фиг. 57 определяют величину K, для чего предварительно находят произведение $S_0 \cdot R_д$, где S_0 — средняя крутизна характеристики диода, *ма/в*, и $R_д$ — *ом*.

5. Определяют коэффициент преобразования детекторного каскада $K_{п. д}$:

$$K_{п. д} = K \cdot K_F.$$

Величина K_F определяется по графику фиг. 58 в зависимости от частоты, для которой определяется $K_{п. д}$.

6. Частотная характеристика этого каскада определяется так же, как и в случае линейного сеточного детектора, т. е. коэффициентом K_F. Коэффициент нелинейных искажений в среднем не превышает единиц процентов.

Как и в случае линейного сеточного детектора, при уменьшении $U_м$ ниже примерно 0,3—0,5 *в* детектирование становится квадратичным со всеми вытекающими отсюда последствиями.

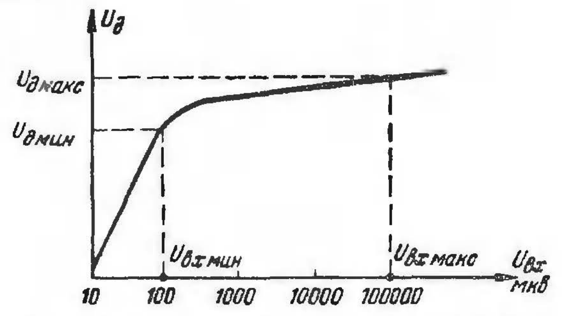
ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

РАСЧЕТ СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ УСИЛЕНИЯ (АРУ)

Автоматическое регулирование усиления применяется для того, чтобы при изменении напряжения полезного сигнала на входе радиоприемника напряжение на входе детектора поддерживалось приблизительно неизменным. Это повышает качество радиоприема и создает удобства при настройке радиоприемника. Громкость звучания в радиоприемниках, имеющих АРУ, регулируется уже после детектора, в ступенях усиления низкой частоты (ручное регулирование).

В радиоприемниках с АРУ до детектора должны применяться лампы с переменной крутизной характеристики. Как известно, коэффициент усиления ступени зависит от величины крутизны характеристики анодного тока в рабочей точке, т. е. зависит от величины подаваемого на сетку ламп

отрицательного смещения. В радиоприемниках с АРУ это отрицательное смещение с ростом амплитуды колебаний на входных зажимах увеличивается, следовательно, крутизна характеристики ламп уменьшается и уменьшается коэффициент усиления. И наоборот, уменьшение амплитуды сигнала на входе вызывает уменьшение отрицательного смещения, следовательно, увеличение крутизны и возрастание коэффициента усиления. В конечном итоге напряжение на входе детектора изменяется в меньших пределах, чем изменяется на входе радиоприемника. Соответственно с этим и громкость сигналов в громкоговорителе изменяется меньше, чем при отсутствии АРУ.



Фиг. 61. Амплитудная характеристика АРУ.

Кривая зависимости напряжения на входе детектора ($U_д$) от напряжения полезного сигнала на входе радиоприемника ($U_{вх}$) показана для частного случая на фиг. 61. Как видно из этой кривой, при увеличении напряжения на входе приемника, начиная от 100 *мкв*, напряжение на входе детектора повышается незначительно. Это—результат работы схемы АРУ. До 100 *мкв* схема АРУ не работала, и поэтому напряжение $U_д$ с ростом напряжения на входе $U_{вх}$ сильно возрастало. Такое действие схемы АРУ обусловлено подачей на анод диода D_2 (фиг. 60) напряжения смещения за счет постоянной составляющей I_{a0} анодного тока первой лампы усилителя низкой частоты ($U_0 = I_{a0} \cdot R_з$), в результате чего ток в цепи этого диода появляется, лишь когда амплитуда напряжения сигнала на аноде диода, поступающая на него через емкость C от контура усилителя промежуточной частоты, пре-

высит это смещение. Постоянная составляющая $I_{б0}$ тока диода D_2, проходя через сопротивление R, вызовет в нем падение напряжения $U_{д0}=R\cdot I_{б0}$, которое является дополнительным отрицательным смещением на сетках предыдущих ламп к имеющимся уже на них отрицательным смещениям U_{c0}. Такая схема АРУ называется задержанной.

Как было указано, в результате действия схемы АРУ напряжение на входе детектора изменяется в пределах от $U_{д.\,мин}$ до $U_{д.\,макс}$, в то время как напряжение на входе приемника изменяется в пределах от $U_{вх.\,мин}$ до $U_{вх.макс}$ (см., например, кривую фиг. 61). Это является результатом изменения коэффициента усиления в пределах от

$$K_{макс}=R_{в}\cdot S_{макс} \text{ до } K_{мин}=R_{в}\cdot S_{мин},$$

где $S_{макс}=S_{1\,макс}\cdot S_{2\,макс}\cdot S_{3\,макс}\ldots;$

$S_{мин}=S_{1\,мин}\cdot S_{2\,мин}\cdot S_{3\,мин}\ldots,$

где, в свою очередь, S_1, S_2, S_3 и т. д. — крутизны характеристик охватываемых действиями АРУ отдельных ламп приемника;

$R_{в}$ — эквивалентное сопротивление в цепи анода усилительной ступени.

Так как в данном случае $K_{макс}=\frac{U_{д.\,мин}}{U_{вх.\,мин}}$ и $K_{мин}=\frac{U_{д.\,макс}}{U_{вх.макс}}$, то можно написать:

$$\frac{K_{макс}}{K_{мин}}=\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.\,мин}}:\frac{U_{д.\,макс}}{U_{д.\,мин}}.$$

С другой стороны, $\frac{K_{макс}}{K_{мин}}=\frac{S_{макс}}{S_{мин}}$, следовательно,

$$\frac{S_{макс}}{S_{мин}}=\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.\,мин}}:\frac{U_{д.\,макс}}{U_{д.\,мин}}.$$

Обычно допускают возможным изменение отношения напряжений на входе детектора $\frac{U_{д.\,макс}}{U_{д.\,мин}}$ в пределах $1{,}1\div3$.

Тогда

$$\frac{S_{макс}}{S_{мин}}=\frac{1}{1{,}1\div3}\cdot\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.\,мин}}\approx(0{,}3\div0{,}9)\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.\,мин}}. \quad (79)$$

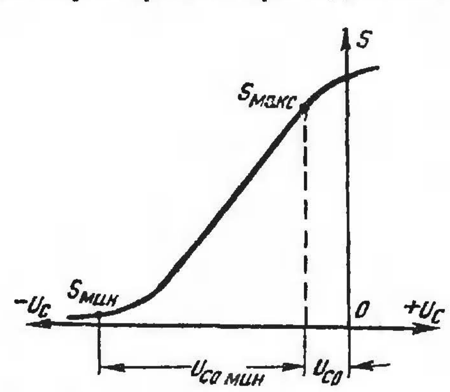
Расчет режима АРУ можно производить в следующем порядке:

1) Выбирают тип ламп с переменной крутизной характеристик и задаются их числом, охваченных АРУ. Это число ламп определяется выбранной схемой радиоприемника.

2. Выбирают начальные смещения U_{c0} на сетках выбранных ламп, определяют крутизны $S_{1\,макс}$, $S_{2\,макс}$ и т. д. их характеристик при заданных напряжениях на электродах и находят $S_{макс} = S_{1\,макс} \cdot S_{2\,макс} \cdot S_{3\,макс} \ldots$ Затем, задаваясь равными приращениями смещения (например, через 0,5 *в*) на сетках всех ламп, определяют для каждой новой точки соответствующие значения крутизн S_1, S_2, S_3, ... и находят:

$$S' = S_1' \cdot S_2' \cdot S_3' \ldots,$$

$$S'' = S_1'' \cdot S_2'' \cdot S_3'' \text{ и т. д.}$$



Фиг. 62. Кривая, изображающая зависимость крутизны характеристики ламп радиоприемника от смещения на сетку, необходимая при расчете АРУ.

По найденным значениям $S_{макс}$, S', S'' и т. д. строят кривую зависимости S от U_c, подобную кривой фиг. 62, где $U_c = U_{c0} + U_{до}$ ($U_{до}$ — добавочное смещение, подаваемое с зажимов сопротивления R).

3. Исходя из местных условий приема, задаются отношением $\frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.мин}}$ (обычно больше 1000) и коэффициентом перед этим отношением (в пределах 0,3÷0,9). Чем больше этот коэффициент, тем труднее подобрать надлежащий режим АРУ, и может даже потребоваться усиленное АРУ, т. е. усиление напряжения, даваемого АРУ. Коэффициент 0,3 соответствует примерно 10-кратному изменению мощности сигналов на выходе приемника. Выбрав указанные величины по $S_{макс}$, определяют из формулы (79) $S_{мин}$:

$$S_{мин} = (1{,}1 \div 3) S_{макс} \frac{U_{вх.\,мин}}{U_{вх.\,макс}}.$$

4. По построенной характеристике $S=\varphi(U_c)$ определяют величину $U_{c0\ мин}$, соответствующую $S_{мин}$ (фиг. 62).

5. Находят напряжение задержки:

$$U_з = K_{макс} \cdot U_{вх.\ мин}, \tag{80}$$

где $K_{макс} = K_{1\ макс} \cdot K_{2\ макс} \cdot K_{3\ макс} \ldots$ — произведение коэффициентов усиления ступеней от входа приемника до входа детектора, при начальных смещениях на сетках U_{c0}.

Заметим, что $U_з = U_{д.\ мин}$.

6. Определяют отношение $\frac{U_{c0\ мин}}{U_з}$, и если оно превышает отношение $\frac{U_{д.\ макс}}{U_{д.\ мин}}$, которым задавались выше, то необходимо пересмотреть вопрос о числе ламп, охваченных АРУ, изменить U_{c0} и произвести расчет снова. Если $\frac{U_{c0\ мин}}{U_з} \leqslant \frac{U_{д.\ макс}}{U_{д.\ мин}}$, то произведенный расчет можно считать правильным.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители низкой частоты характеризуются:

1) Полосой частот между $f_н$ (низшей частотой) и $f_в$ (высшей частотой), в пределах которой гарантируется равномерное усиление;

2) коэффициентом усиления $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$;

3) частотной характеристикой, показывающей зависимость коэффициента K усиления от частоты f;

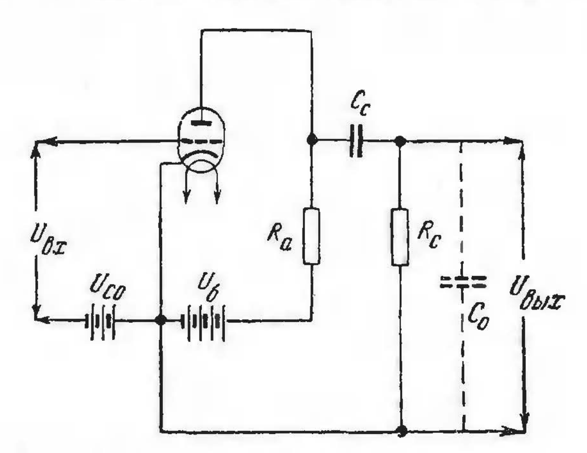
4) наибольшей амплитудой на входе $U_{вх.\ макс}$, выше которой наступают нелинейные искажения, превышающие допустимую величину;

5) максимальной неискаженной мощностью, которую можно от них получить.

Все эти характеристики подлежат расчету, если заданы величины (параметры) деталей, входящих в усилитель. И наоборот, если заданы характеристики усилителя, то расчету подлежат величины (параметры) входящих в усилитель деталей.

Расчет ступени усиления низкой частоты на сопротивлениях

Схема усилителя с трехэлектродной лампой приведена на фиг. 63. Пусть заданы: а) параметры лампы (μ, R_i, S); б) величина емкости C_0, шунтирующей R_c со стороны



Фиг. 63. Схема ступени УНЧ на сопротивлении.

следующей ступени (в среднем $C_0 = 200$ *мкмкф*; в) частоты $f_н$ и $f_в$.

Расчет рекомендуется производить в следующей последовательности.

1. Определяют величину R_c или C_c (одной из величин задаются):

$$C_c \approx \frac{0{,}5}{R_c \cdot f_н}\ ф \tag{81}$$

или

$$R_c \approx \frac{0{,}5}{C_c \cdot f_н}\ ом, \tag{82}$$

где

$$f_н — гц;\ C_c — ф;\ R_c — ом.$$

2. Определяют сопротивление анодной нагрузки:

$$R_a \leqslant \frac{R_i}{(4R_i \cdot 10^{-9} \cdot f_в) - 1}\ ом, \tag{83}$$

Если знаменатель $(4R_i \cdot 10^{-9} \cdot f_в) - 1$ меньше 0,34 или получается отрицательным, то в таких случаях практически выбирают:

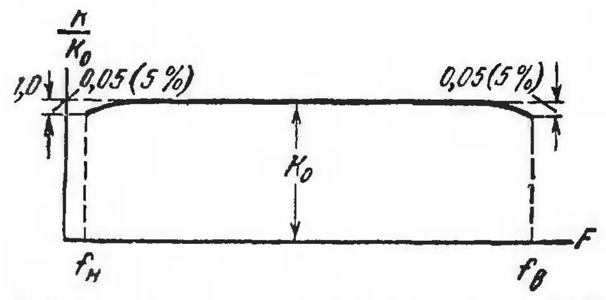
$$R_a = (2 \div 3) \cdot R_i.$$

3. Определяют коэффициент усиления ступени:

$$K_0 = \mu \cdot \frac{a}{a+1}, \qquad (84)$$

где $a = \frac{R_a}{R_i}$.

Приведенный расчет дает частотную прямолинейную характеристику почти на всех частотах усиливаемого



Фиг. 64. Частотная характеристика ступени УНЧ на сопротивлении.

диапазона, лишь усиление крайних частот диапазона будет ослаблено примерно на 5% (фиг. 64).

4. Максимальную допустимую амплитуду входного напряжения $U_{вх. макс}$ можно определить графически. При этом исходят из следующих допущений: а) колебания напряжения на сетке не должны выходить за пределы прямолинейного участка характеристики; б) колебания напряжения на сетке не должны заходить в область сеточных токов (фиг. 65). Тогда:

а) выбирают смещение на сетке U_{c0} так, чтобы рабочая точка лежала в середине прямолинейного участка характеристики, соответствующей напряжению на аноде U_{a0};

б) определяют напряжение анодной батареи

$$U_б = U_{a0} + I_0 \cdot R_a. \qquad (85)$$

Если задана наибольшая амплитуда $U_{вх}$, то:

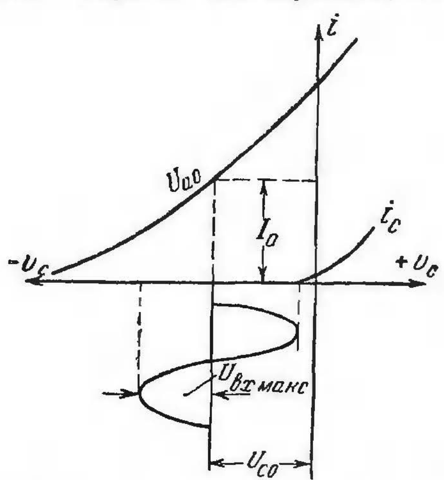
а) U_{a0} определяют по формуле

$$U_{a0} = (U_{вх} + 1) \cdot 2\mu \ в; \qquad (86)$$

б) определяют смещение U_{c0} по формуле

$$U_{c0} = (1 \div 1{,}2) U_{вх}, \qquad (87)$$

где 1 берется для бариевых, а множитель 1,2 — для подогревных оксидных ламп;



Фиг. 65. Определение рабочей точки по характеристике лампы.

в) постоянная составляющая I_0 анодного тока определяется согласно фиг. 65 и, следовательно, напряжение анодной батареи

$$U_б = U_{a0} + I_0 \cdot R_a.$$

Особенности расчета при лампе с экранирующей сеткой и пентоде

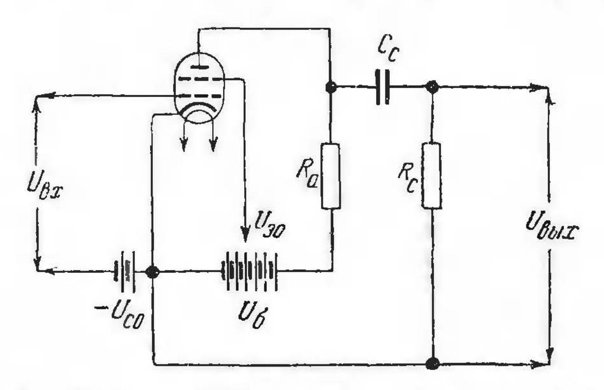
На фиг. 66 показана схема ступени усиления низкой частоты на сопротивлениях при лампе с экранирующей сеткой. Расчет C_c и R_c производится по тем же формулам, что и в случае триода. Если следующая лампа — также с экранирующей сеткой, то сопротивление анодной нагрузки R_a определяется по формуле

$$R_a \leqslant \frac{R_i}{(R_i \cdot f_в \cdot 10^{-9}) - 1} \ ом. \qquad (88)$$

Коэффициент при первом члене в знаменателе изменился за счет того, что входная емкость $C_{вх}$ у ламп с экранирующей сеткой примерно в 4 раза меньше, чем у трехэлектродной лампы.

Следует заметить, что для ламп с экранирующей сеткой (и в особенности для пентодов) R_a всегда выбирают

меньше R_i, чтобы не уменьшать чрезмерно напряжение на аноде лампы (R_i этих ламп значительно больше, чем триодов), при этом частотная характеристика получается лучше, а коэффициент усиления $K_0 = \frac{\mu \cdot \alpha}{\alpha + 1}$ значительно уменьшается. Следует также иметь в виду, что табличные данные S, μ и R_i ламп с экранирующей сеткой относятся к прямолинейной части характеристики при указан-



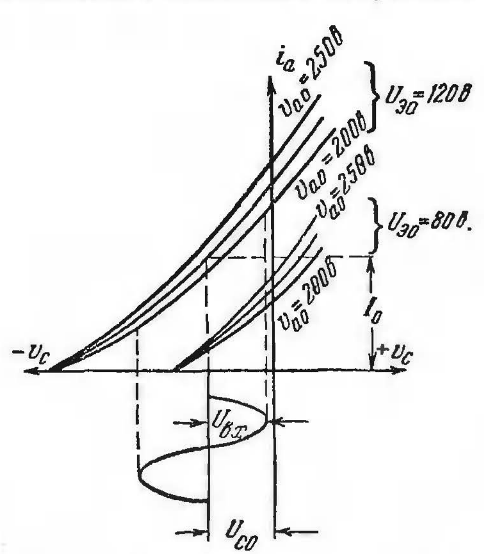
Фиг. 66. Схема УНЧ на сопротивлении на лампе с экранирующей сеткой.

ном в таблице напряжении на экранирующей сетке. При уменьшении этого напряжения характеристика сдвинется вправо, рабочая точка может попасть на криволинейный участок характеристики и параметры лампы (S, μ, R_i) не будут соответствовать табличным. При увеличении напряжения на экранирующей сетке характеристики лампы сдвигаются влево (увеличивается прямолинейный участок), крутизна характеристики S возрастает, коэффициент усиления μ и внутреннее сопротивление R_i уменьшаются. Следовательно, изменяя напряжение на экранирующей сетке, можно наилучшим образом расположить рабочую характеристику лампы и одновременно подобрать наивыгоднейшие значения S, μ и R_i.

Выбор $U_{вх}$ в соответствии с характеристикой лампы (при данном U_{a0} и $U_{э0}$) производятся так же, как и для трехэлектродной лампы. Если задана амплитуда $U_{вх}$, то необходимые U_{a0} и $U_{э0}$ лучше всего определить графически, пользуясь

группой (семейством) характеристик для различных U_{a0} и $U_{э0}$; формула (86) для лампы с экранирующей сеткой непригодна. Как выбирается U_{a0} и $U_{э0}$ при известном значении $U_{вх}$, показано на фиг. 67, на которой приведено семейство характеристик лампы с экранирующей сеткой.

При выборе величины R_a следует иметь в виду, что необходимо обеспечить полученное из графического расчета значение U_{a0}, так как $U_{a0} = U_б - I_0 \cdot R_a$ и при большом значении R_a вычитаемое $I_0 \cdot R_a$ может составить значительную часть $U_б$.



Фиг. 67. Характеристики анодного тока лампы с экранирующей сеткой при различных напряжениях на аноде и на экранирующей сетке.

Особенностью расчета при пентоде является выбор величины R_a. Здесь R_a должно быть значительно меньше R_i; можно принять, что $R_a \approx (0{,}15 - 0{,}2) \cdot R_i$, если по формуле (88) оно не получается еще меньшим (например, при широкополосном усилении $f_в$ может быть больше 25—50 *кгц*, что значительно уменьшает необходимое значение R_a). В остальном расчет усилителя на пентоде аналогичен расчету на лампе с экранирующей сеткой.

В заключение заметим, что по формуле (88) расчет производится и при трехэлектродной лампе, если следующей за ней лампой является пентод или лампа с экранирующей сеткой.

Пример 19. Рассчитать ступень усиления низкой частоты (схема фиг. 63) при условиях: 1) $S = 1{,}25$ *ма/в*, $\mu = 25$, $R_i = 20\,000$ *ом*; 2) $f_н = 100$ *гц*, $f_в = 5\,000$ *гц*; 3) уменьшение коэффициента усиления на частотах $f_н$ и $f_в$ не должно превышать 5%; 4) характеристика

лампы приведена на фиг. 68; 5) лампа следующей ступени усилителя—трехэлектродная; 6) $U_{вх} = 1$ *в*.

Расчет

1 Пусть $C_c = 0{,}1$ *мкф*. Тогда согласно формуле (82)

$$R_c = \frac{0{,}5}{C_c \cdot f_н} = \frac{0{,}5}{0{,}1 \cdot 10^{-6} \cdot 100} = 50\,000 \text{ ом}.$$

2. Так как в следующей ступени усилителя включена трехэлектродная лампа, то R_a определяем по формуле (83):

$$R_a \leqslant \frac{20\,000}{(4{,}2 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10^9) - 1} =$$

$$= \frac{20\,000}{-0{,}6} \text{ ом}.$$

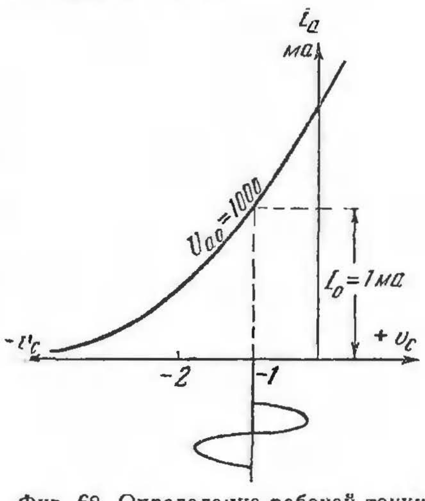
Так как знаменатель меньше 0,34 (и даже меньше нуля), то выбираем

$$R_a \approx 2R_i = 2 \cdot 20\,000 = 40\,000 \text{ ом}.$$

3. Так как $\alpha = \frac{R_a}{R_i} = \frac{40\,000}{20\,000} = 2$, то коэффициент усиления ступени

$$K_0 = 25 \frac{2}{2+1} = 16{,}7 \approx 17.$$

4. Определяем напряжение на аноде лампы, обеспечивающее работу на прямолинейном участке характеристики:



Фиг. 68. Определение рабочей точки по характеристике лампы при заданном анодном напряжении на ее управляющей сетке.

$$U_{a0} = (U_{вх} + 1) \cdot 2\mu = (1+1) \cdot 2 \cdot 25 = 100 \text{ в}.$$

5. Смещение на сетке согласно формуле (87) равно:

$$U_{c0} = 1 \cdot U_{вх} = 1 \cdot 1 = 1 \text{ в}.$$

6. По характеристике лампы (фиг. 68) определяем $I_0 = 1$ *ма*. Тогда

$$U_б = U_{a0} + I_0 \cdot R_a = 100 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 40\,000 = 140 \text{ в}.$$

Проверочный расчет каскада усиления низкой частоты на сопротивлениях

Если в схеме фиг. 63 известны C_0, C_c, R_c и R_a, а также S, μ и R_i, то определение коэффициента усиления ступени и расчет частотной характеристики называют поверочным расчетом.

В этом случае:

1) $K_0 = \mu \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 1}$,

где $\alpha = \frac{R_a}{R_i}$;

2) $$\frac{K_в}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(6{,}28 \cdot f_в \cdot C_0 \cdot R_a)^2}{(\alpha + 1)^2}}};$$

$$\frac{K_н}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{6{,}28 \cdot f_н \cdot C_c \cdot R_c}\right)^2}}.$$

При усилении колебаний с малой амплитудой ($U_{вх} \approx 0{,}1$ *в*) при узкой полосе частот (100—3 000 *гц*) вполне допустима работа на нижнем изгибе характеристики лампы. Этот режим выгоден тем, что при нем в анодной цепи лампы проходит небольшой анодный ток и потому падение напряжения на анодном нагрузочном сопротивлении $U_{пад} = I_0 \cdot R_a$ получается также небольшим, т. е. можно пользоваться маломощными источниками анодного напряжения.

Расчет при этом производится в следующем порядке:

1. Определяют величину необходимого внутреннего сопротивления лампы:

$$R_i \leqslant \frac{\alpha + 1}{\alpha} \cdot \frac{2{,}5 \cdot 10^8}{f_в} \text{ ом}.$$

2. На характеристике лампы, соответствующей какому-либо анодному напряжению (например, 200 *в*), находят участок характеристики, в котором R_i примерно равно найденной величине.

3. Перемещают характеристику лампы вправо настолько, чтобы выбранный рабочий участок лежал левее появления сеточных токов, но возможно ближе к нулевому напряжению на сетке, и определяют значения рабочих U_{c0} и I_0.

4. Закрепив характеристику в этом положении, определяют, какому анодному напряжению она соответствует.

5. Определяют необходимое напряжение анодной батареи:

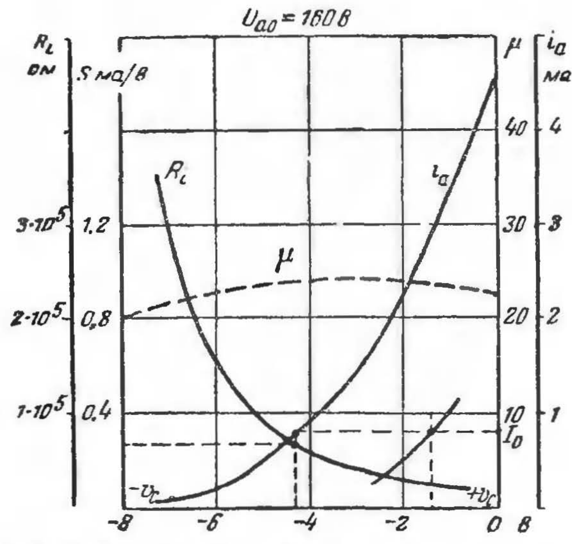
$$U_б = U_{a0} + I_0 \cdot R_a,$$

где $R_a = a \cdot R_i$, *ом*;

I_0, *а*.

6. C_c и R_c определяют, как и раньше.

Приведенный метод расчета дает частотную характеристику с ослаблением усиления на $f_в$ и $f_н$ на 5%.



Фиг. 69. Определение рабочей точки по характеристикам лампы в ступени УНЧ на сопротивлениях.

Пример 20. Рассчитать R_a для ступени усиления на сопротивлениях и определить необходимые значения $U_б$ и U_{c0} для лампы, характеристики которой приведены на фиг. 69, если $f_в = 5\,000$ *гц*.

Расчет

1. Задаемся $a = 3$. Тогда

$$R_i \leqslant \frac{3+1}{3} \cdot \frac{25 \cdot 10^8}{5\,000} = 67\,000 \text{ ом}.$$

2. На фиг. 69 иаходим участок характеристики с $R_i = 67\,000$ *ом*. При $U_{a0} = 160$ *в* он лежит в пределах $U_{c0} = -(4 \div 4{,}25)$ *в*. При этом $I_0 \approx 0{,}75$ *ма*.

3. Выбираем рабочее смещение $U_{c0} = -1,5$ *в* и передвигаем характеристику вправо настолько, чтобы наш участок характеристики пришелся в область выбранного смещения (фиг. 69).

4. Определим, какому U_{a0} соответствует новая характеристика. Так как мы передвинули характеристику вправо на $\Delta U_{c0} = 4,25 - 1,5 = 2,75$ *в*, то это соответствует уменьшению анодного напряжения на

$$\Delta U_{a0} = \Delta U_{c0}\,\mu = 2,75 \cdot 24 \approx 66 \text{ в},$$

т. е. новая характеристика будет соответствовать $U_{a0} = 160 - 66 = 94 \approx 100$ *в*.

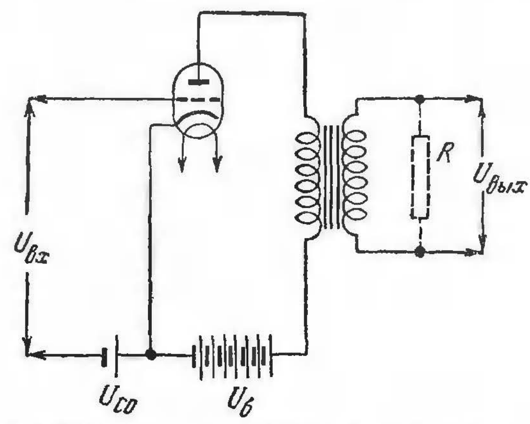
5. Находим напряжение анодной батареи:

$$U_б = U_{a0} + I_0 \cdot R_a = 100 + 0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 200\,000 = 250 \text{ в},$$

где $R_a = \alpha R_i = 3 \cdot 67\,000 = 201\,000 \approx 200\,000$ *ом*.

Расчет ступени усиления низкой частоты на трансформаторах

Схема усилителя низкой частоты на трансформаторе с трехэлектродной лампой приведена на фиг. 70. При проектировочном расчете определяются данные трансфор-

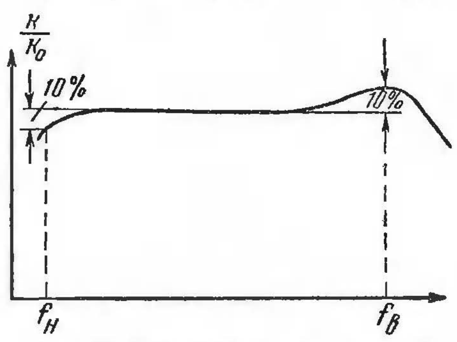


Фиг. 70. Схема ступени УНЧ на трансформаторе.

матора: индуктивность первичной обмотки L_1 индуктивность рассеяния L_s или коэффициент рассеяния $\sigma = \frac{L_s}{L_1}$, коэффициент трансформации n, равный отношению числа витков первичной обмотки к числу витков вторич-

ной обмотки, и, наконец, коэффициент усиления каскада K.

Приведенный ниже порядок расчета дает частотную характеристику, изображенную на фиг. 71. Увеличение коэффициента усиления на 10% в области высоких частот вообще желательно с точки зрения улучшения общей частотной характеристики приемника, имеющей неизбежное уменьшение усиления в области высоких частот за счет избирательности контуров, за счет падающей частотной характеристики детектора и т. д. Приводимый ниже порядок расчета предполагает также, что участок сетка—нить следующей лампы шунтируется емкостью $C = 200$ *мкмкф*. Помимо этого предполагаются заданными параметры: S, μ и R_i лампы и крайние частоты $f_н$ и $f_в$ усиливаемого диапазона.



Фиг. 71. Частотная характеристика ступени УНЧ на трансформаторе.

Расчет производится в следующем порядке.

1. Определяют индуктивность первичной обмотки трансформатора:

$$L_1 = \frac{0{,}39 \cdot R_i}{f_н} \text{ гн.} \tag{89}$$

2. Определяют коэффициент трансформации:

$$n = 4{,}7 \cdot 10^{-5} \cdot \sqrt{f_в \cdot R_i}, \tag{90}$$

где $n = \frac{w_1}{w_2}$ (w_1 — число витков первичной обмотки, w_2 — число витков вторичной обмотки).

3. Определяют коэффициент усиления ступени на средних частотах:

$$K_0 = \mu \cdot \frac{1}{n}. \tag{91}$$

4. Определяют допустимую индуктивность рассеяния:

$$L_s = \frac{0{,}25 \cdot R_i}{f_в} \text{ гн} \tag{92}$$

и коэффициент рассеяния $\sigma = \frac{L_s}{L_1}$.

Практически очень трудно достигнуть коэффициента рассеяния меньше 0,005. Поэтому, если из расчета получится $\sigma > 0{,}005$, то следует вторичную обмотку трансформатора шунтировать сопротивлением R, выбрав минимальную практически осуществимую величину σ. Практически легко сконструировать трансформатор с $\sigma = 0{,}01$, т. е. $L_s = 0{,}01 \cdot L_1$.

5. При этом коэффициент трансформации равен:

$$n = 8{,}8 \cdot 10^{-5} \cdot f_в \cdot \sqrt{L_s}. \quad (93)$$

6. Шунтирующее вторичную обмотку трансформатора сопротивление R равно:

$$R = \frac{28 \cdot L_s}{n^2 \left(4{,}1 - \frac{R_i}{f_в \cdot L_s}\right)} \text{ ом.} \quad (94)$$

В формулах (93) и (94) L_s следует подставлять в *гн*.

7. Коэффициент усиления каскада равен:

$$K_0 = \mu \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{a}{a+1}, \quad (95)$$

где $a = \frac{R'}{R_i}$ и $R' = R \cdot n^2$ — сопротивление R, приведенное к первичной обмотке трансформатора.

Часто требуется произвести поверочный расчет трансформаторной ступени. В этом случае известны: n_1, L_1, L_s, σ, C, R, μ, S, R_i и надлежат определить: K_0, $K_н$, $K_в$ и $f_в$.

Порядок поверочного расчета следующий:

1. Коэффициент усиления на средних частотах $K_0 = \mu \cdot \frac{1}{n}$ или $K_0 = \mu \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{a}{a+1}$ (при наличии шунта).

2. Коэффициент усиления на низшей частоте $f_н$:

а) при наличии шунта

$$K_н = \mu \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1{,}2 \cdot R_i}{R'}\right)^2 + \left(\frac{1{,}2 \cdot R_i}{6{,}28 \cdot L_s \cdot f_н}\right)^2}}, \quad (96)$$

где $R' = R \cdot n^2$;

б) при отсутствии шунта

$$K_н = \mu \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1{,}2 \cdot R_i}{6{,}28 \cdot L_1 \cdot f_н}\right)^2}}. \qquad (97)$$

3. Верхняя усиливаемая частота

$$f_в = \frac{n \cdot 10^3}{6{,}28\sqrt{L_s \cdot C}}. \qquad (98)$$

4 Коэффициент усиления на частоте $f_в$

$$K_в = \frac{\mu \cdot 10^3}{1{,}4 \cdot R_i} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C}}. \qquad (99)$$

Во всех формулах L_1 и L_s — *гн*, C — *мкф*.

Из этого расчета определяется коэффициент усиления K ступени и частотная характеристика. Последняя определяется по трем точкам: а) при частоте порядка 1 000 *гц* $\div \frac{K_0}{K_0} = 1$; б) при частоте $f_н \div \frac{K_н}{K_0}$; в) при частоте $f_в \div \frac{K_в}{K_0}$.

Пример 21. Рассчитать ступень усиления низкой частоты на трансформаторах, если заданы: $f_н = 100$ *гц*, $f_в = 5\,000$ *гц*, $S = 1$ *ма/в*, $\mu = 10$, $R_i = 10\,000$ *ом*.

Расчет

1. Индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \frac{0{,}39 \cdot R_i}{f_н} = \frac{0{,}39 \cdot 10\,000}{100} = 39 \text{ гн.}$$

2. Индуктивность рассеяния

$$L_s = \frac{0{,}25 \cdot R_i}{f_в} = \frac{0{,}25 \cdot 10\,000}{5\,000} = 0{,}5 \text{ гн}$$

или

$$\sigma = \frac{0{,}5}{39} = 0{,}0128.$$

3. Коэффициент трансформации

$$n = 4{,}7 \cdot 10^{-5}\sqrt{f_в \cdot R_i} = 4{,}7 \cdot 10^{-5} \cdot \sqrt{5 \cdot 10^3 \cdot 10^4} \approx 0{,}33,$$

т. е. $\frac{w_1}{w_2} = 0{,}33 \approx \frac{1}{3}$.

4. Коэффициент усиления ступени на средних частотах

$$K_0 = \mu \cdot \frac{1}{n} = \frac{10}{0,33} = 30.$$

Режим работы лампы при трансформаторной связи определяется проще, чем в усилителе на сопротивлениях. Здесь обычно пренебрегают сопротивлением первичной обмотки трансформатора постоянному току. Поэтому напряжение на аноде лампы равно напряжению анодной батареи, т. е. $U_{a0} = U_б$.

Если напряжение $U_{a0} = U_б$ задано, то смещение следует выбирать таким, чтобы колебания на сетке происходили на прямолинейном участке характеристики и не заходили в область сеточных токов.

Если же напряжение $U_{a0} = U_б$ требуется определить, то для триода $U_{a0} = U_б = (U_{вх} + 1)\, 2\mu$ *в*. Необходимо также определить постоянную составляющую I_0 анодного тока (фиг. 65), знание которой необходимо при конструктивном расчете трансформатора.

Расчет выходной ступени (усилителя мощности)

Ниже приводится порядок расчета для трех схем выходной ступени: схемы с непосредственным включением сопротивления нагрузки в цепь анода, схемы с трансформаторным выходом и схемы с „правой" лампой, работающей в режиме класса В.

Первая из схем приведена на фиг. 72. Исходными данными для расчета этой схемы являются: входное сопротивление громкоговорителя $R_г$, параметры лампы S, μ, R_i и ее характеристика, анодное напряжение $U_{a0} = U_б$ (пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении катушки громкоговорителя).

Расчет следует производить в следующей последовательности:

1. Определяют вспомогательную величину:

$$a = \frac{R_г}{R_i}.$$

2. Определяют напряжение U'_{c0}, соответствующее напряжению на сетке в точке пересечения продолжения

прямолинейного участка характеристики лампы, соответствующей заданному напряжению $U_{a0}=U_б$ (фиг. 73).

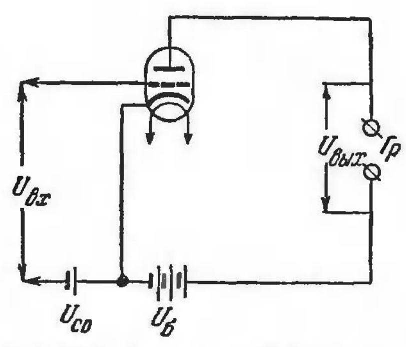
3. Определяют максимальную допустимую амплитуду входного напряжения:

$$U_{вх.\,макс}=U'_{c0}\cdot\frac{\alpha+1}{\alpha+2}. \qquad (100)$$

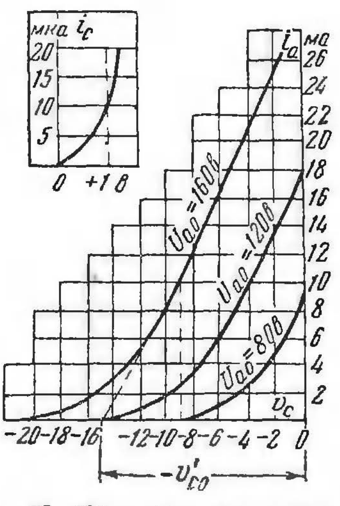
4. Определяют смещение на сетку:

$$U_{c0}=(1{,}05-1{,}1)\cdot U_{вх.\,макс}$$

и по характеристике лампы определяют I_0, соответствующие U_{c0} и $U_б$.



Фиг. 72. Схема выходной ступени с непосредственным включением нагрузочного сопротивления.



Фиг. 73. Характеристики триода и определение напряжения U'_{c0}.

5. Определяют максимальную мощность, которую можно получить от лампы:

$$P_{макс}=\frac{U''_{c0}}{2}\cdot\mu\cdot S\cdot\frac{\alpha}{(\alpha+2)^2}\cdot 10^{-3}\ вт, \qquad (101)$$

где S — крутизна характеристики, *ма*.

6. Проверяют непременное условие безварийной работы лампы:

$$I_0\cdot U_б < P_{a.\,макс}+P_{макс},$$

где $P_{a.\,макс}$ — максимальная допустимая мощность рассеяния на аноде, *вт*;

I_0 — ток покоя, *а*;

$U_б$ — анодное напряжение, *в*.

Частотная характеристика ступени определяется частотной характеристикой громкоговорителя.

Пример 22. Рассчитать выходную ступень, работающую на триоде (фиг. 72). Данные: $S = 2$ *ма/в*, $\mu = 9$, $R_i = 4\,500$ *ом*, $P_{а.макс} = 3$ *вт*. В цепь анода включен громкоговоритель ($R_г = 2\,000$ *ом*). Анодное напряжение $U_{a0} = U_б = 160$ *в*.

Расчет

1. Определяем:

$$\alpha = \frac{R_г}{R_i} = \frac{2\,000}{4\,500} \approx 0{,}45.$$

2. Находим:

$$U'_{c0} = 15 \text{ в}.$$

3. Находим:

$$U_{вх} = U'_{c0} \cdot \frac{\alpha + 1}{\alpha + 2} = 15 \cdot \frac{0{,}45 + 1}{0{,}45 + 2} \approx 9 \text{ в}.$$

4. Принимаем $U_{c0} \approx U_{вх} = 9$ *в* и определяем по характеристике лампы (фиг. 73) $I_0 = 10$ *ма*.

5. Определяем максимальную мощность:

$$P_{макс} = \frac{15^2}{2} \cdot 9 \cdot 2 \cdot \frac{0{,}45}{2{,}45} \cdot 10^{-3} \approx 0{,}15 \text{ вт}.$$

6. Проверяем условие безаварийности работы лампы:

$$I_0\, U_{a0} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 160 = 1{,}6 \text{ вт} < P_{а.макс} + P_{макс} = 3{,}15 \text{ вт}.$$

Заметим, что при расчете ступени с трехэлектродной лампой следует подставлять в формулу наименьшее сопротивление громкоговорителя $R_г$, т. е. его активное сопротивление при самых низких частотах.

Для схемы с трансформаторным выходом (фиг. 74) расчет рекомендуется производить в следующем порядке:

1. Задаются:

$$a = \frac{R_н}{R_i}.$$

Здесь

$$R_н = R_г \cdot n^2, \text{ где } n = \frac{w_1}{w_2}.$$

Для трехэлектродной лампы обычно принимают $a = 2 - 3$.

2. Определяют коэффициент трансформации:

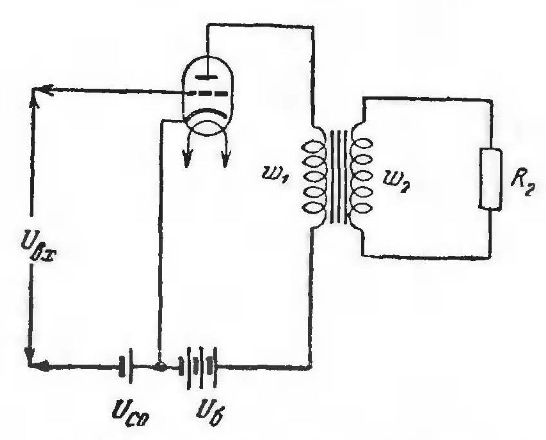
$$n = \sqrt{\frac{a \cdot R_i}{R_г}}.$$

При трехэлектродной лампе рекомендуется подставлять наименьшее значение $R_г$ (сопротивление при низких частотах):

3. При допущении уменьшения коэффициента усиления на крайних частотах в 10% формулы для расчета индуктивностей имеют вид:

$$L_1 = \frac{0{,}346 \cdot R_i}{f_н} \cdot \frac{a}{a+1} \; гн; \qquad (102)$$

$$L_s = 0{,}0287 \cdot \frac{R_i}{f_в} \cdot (a+1) \; гн. \qquad (103)$$



Фиг. 74. Схема выходной ступени с трансформаторным включением нагрузочного сопротивления.

4. Определяют U'_{c0} (как и выше).

5. Определяют $U_{вх.\,макс} = \frac{U'_{c0} \cdot (a+1)}{a+2}$ *в*.

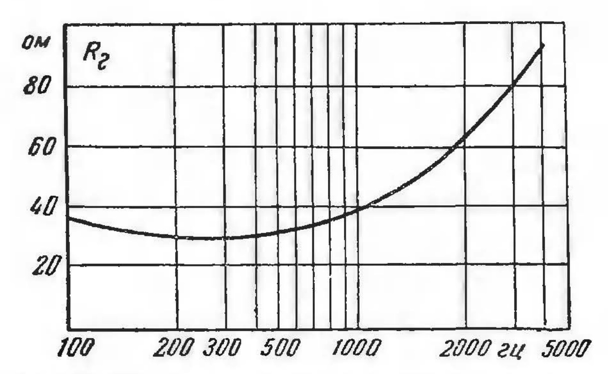
6. Определяют $U_{c0} \approx 1{,}05\, U_{вх.\,макс}$.

7. Определяют максимальную мощность на выходе при $U_{вх.\,макс}$ на входе по формуле (101).

8. Проверяют условие $U_{a0} \cdot I_0 < P_{a.\,макс} + P_{макс}$.

Пример 23. Рассчитать выходную ступень на триоде с трансформаторным выходом. Во вторичную обмотку трансформатора включен электродинамический громкоговоритель. Анодное напряжение равно 240 *в*. Характеристика $R_г = \varphi(f)$ громкоговорителя приве-

дена на фиг. 75. Характеристика лампы приведена на фиг. 76. Параметры лампы: $S = 3$ *ма/в*, $\mu = 4{,}5$, $R_i = 1\,500$ *ом*, $P_{а.макс} = 12$ *вт*, $f_н = 100$ *гц*, $f_в = 5\,000$ *гц*.



Фиг. 75. Изменение активного сопротивления динамического громкоговорителя в зависимости от частоты.

Расчет

1. Задаемся $\alpha = 3$.
2. Определяем коэффициент трансформации:

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{\alpha \cdot R_i}{R_г}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 1\,500}{30}} = 12{,}25$$

(подставляем в формулу наименьшее значение $R_г = 30$ *ом*, так как используется трехэлектродная лампа).

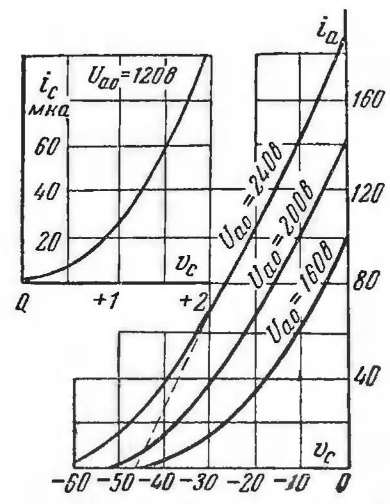
3. Находим:

$$L_1 = \frac{0{,}346 \cdot R_i}{f_н} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 1} = \frac{0{,}346 \cdot 1\,500}{100} \cdot \frac{3}{3 + 1} \approx 3{,}9 \text{ гн},$$

$$L_s = 0{,}0287 \cdot \frac{R_i}{f_в} \cdot (\alpha + 1) = 0{,}0287 \cdot \frac{1\,500}{5\,000} \cdot (3 + 1) = 0{,}0345 \text{ гн},$$

откуда

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}0345}{3{,}9} = 0{,}0885.$$



Фиг. 76. Анодные характеристики лампы, необходимые при расчете мощности выходной ступени.

4. Из фиг. 76 находим $U'_{c0} = 45$ *в*.

5. Тогда

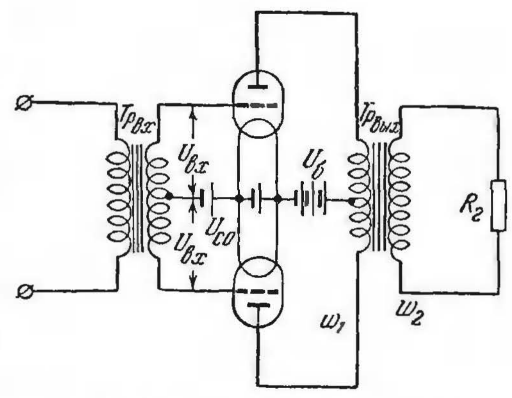
$$U_{вх.макс} = U'_{c0} \cdot \frac{a+1}{a+2} = 45 \cdot \frac{3+1}{3+2} = 36 \text{ в}.$$

6. $U_{c0} = 1{,}05 \cdot 36 \approx 38$ *в* и $I_0 = 40$ *ма*.

7. $$P_{макс} = \frac{U'^2_{c0}}{2} \cdot \mu \cdot S \frac{a}{(a+2)^2} \cdot 10^{-3} =$$

$$= \frac{45^2}{2} 4{,}5 \cdot 3 \cdot \frac{3}{(3+2)^2} \cdot 10^{-3} = 1{,}67 \text{ вт}.$$

8. Проверяем условие $U_{a0} \cdot I_0 = 240 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 9{,}6$ *вт* $< P_{а.макс} + P_{макс} \approx 13{,}7$ *вт*.



Фиг. 77. Схема выходной ступени с двухтактным включением ламп.

Для двухтактной схемы (фиг. 77), работающей в классе А, расчет рекомендуется производить в следующем порядке.

1. Задаются:

$$a = \frac{R_н}{2R_i}.$$

Здесь $R_н = R_г \cdot n^3$, где $n = \frac{w_1}{w_2}$ (w_1 — число витков всей первичной обмотки).

Для трехэлектродной лампы обычно выбирают $a = 2-3$.

2. Определяют коэффициент трансформации:

$$n = \sqrt{\frac{a \cdot R_i \cdot 2}{R_г}}.$$

Величину $R_г$ выбирают, как и в случае однотактной схемы.

3. При допущении уменьшения коэффициента усиления на крайних частотах в 10% формулы для расчета индуктивностей имеет вид:

$$L_1 = \frac{0{,}7 \cdot R_i}{f_н} \cdot \frac{a}{a+1} \text{ гн},$$

где L_1 — индуктивность всей первичной обмотки;

$$L_s = \frac{0{,}057 \cdot R_i}{f_в} \cdot (a+1)\ гн.$$

4. Определяют, как и выше, U'_{c0}.

5. Определяют:

$$U_{вх.\ макс} = U'_{c0} \cdot \frac{a+1}{a+2}\ в.$$

6. Принимая $U_{c0} \approx 1{,}05\, U_{вх.\ макс}$, находят из характеристики ток I_0. В цепи питания ток будет равен $2I_0$.

7. Определяют максимальную мощность на выходе при $U_{вх.\ макс}$ на входе по формуле (101).

8. Проверяют условие $U_{a0} \cdot I_0 < P_{a.\ макс} + \frac{P_{макс}}{2}$ для каждой из ламп.

Если в каждом плече двухтактной схемы включено несколько ламп параллельно, то расчетные формулы остаются теми же, но в них подставляют вместо R_i $\frac{R_i}{n}$ и вместо S $S \cdot n$, где n — число ламп, включенных параллельно (в каждом плече).

Для двухтактной схемы, работающей в классе В на специальных „правых" лампах (фиг. 77), расчет рекомендуется производить в следующем порядке:

1. Находят вспомогательную величину $R_в$:

$$R_в = \frac{3\,000}{S}\ ом, \tag{104}$$

где S — крутизна характеристики ламп, *ма/в*.

2. Определяют коэффициент трансформации:

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{2a \cdot R_в}{R_г}},$$

где

$$a = \frac{R_н}{2R_в} \text{ и } R_н = R_г \cdot n^2.$$

Величиной a необходимо предварительно задаться; обычно $a = 2 \div 3$. Значение $R_г$ в данном случае берется наибольшим ($R_{г.\ макс}$). w_1 — число витков всей первичной обмотки; w_2 — число витков всей вторичной обмотки трансформатора.

3. Определяют:

$$L_1 = \frac{0,7 \cdot R_э}{f_н} \cdot \frac{a}{a+1} \text{ гн}; \qquad (105)$$

$$L_s = 0,057 \cdot \frac{R_i}{f_в} \cdot (a+1) \text{ гн}. \qquad (106)$$

4. Определяют:

$$U_{вх. макс} = \frac{U_{a0} \cdot (1-\xi)}{3} \text{ в},$$

где $\xi = \frac{0,5 \cdot R_н}{0,5\ R_н + R_э}$. Смещение $U_{c0} = 0$.

Входной трансформатор $Тр_{вх}$ рассчитывается как междуламповый (см. выше), зашунтированный сопротивлением $R_ш$:

$$R_ш = \frac{2\,U^2_{вх. макс}}{P_{макс}} \text{ ом}. \qquad (107)$$

Мощность, отдаваемая лампой, равна:

$$P_{макс} = \frac{U^2_{a0}}{2R_э} \cdot \frac{a}{(a+2)^2} \text{ вт}.$$

Расчет выходной ступени, работающей на пентоде с трансформаторным выходом

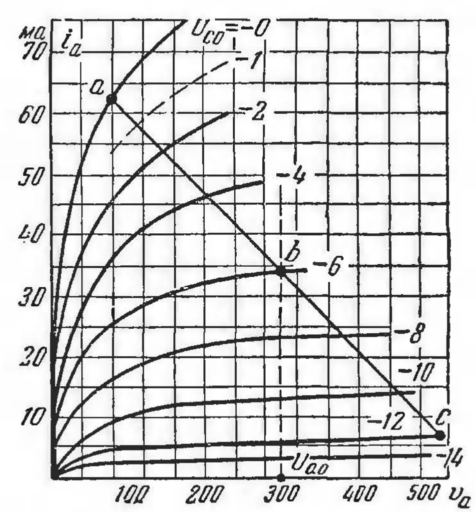
Выше были приведены примеры расчета максимальной неискаженной мощности (точнее, максимальной мощности при допустимом коэффициенте нелинейных искажений) для выходной ступени с трехэлектродной лампой. Одновременно выбирался соответствующий режим лампы, обеспечивающий получение такой мощности. Если в выходной ступени работает пентод, оптимальный режим и мощность определяются иначе. Нелинейные искажения здесь в значительной степени зависят от величины нагрузочного сопротивления, и поэтому выбор этого сопротивления должен производиться весьма тщательно. Как мы увидим ниже, при этом одновременно определяется и режим лампы. Расчет трансформатора производится обычным порядком.

Допустим, имеются характеристики пентода, изображенные на фиг. 78. Тогда для определения рабочего

режима и величины нагрузочного сопротивления R_a при заданных U_{a0} и $U_{э0}$ необходимо следующее:

1. Провести вверх перпендикуляр к горизонтальной оси из точки, соответствующей выбранному напряжению U_{a0} (фиг. 78).

2. Выбрать смещение на управляющей сетке с таким расчетом, чтобы в рабочей точке (точке пересечения линии U_{a0} и характеристики для выбранной величины U_{c0}) мощность рассеяния на аноде P_a была меньше максимальной допустимой.



Фиг. 78. Определение режима работы лампы по ее анодным характеристикам в схеме выходной ступени.

3. Вращая масштабную линейку (линейку с нанесенными на нее единицами длины, например миллиметрами) вокруг рабочей точки, находим такой ее наклон, при котором $ab = bc$ (фиг. 78). При этом ab должно быть равно bc не только по длине, но и по числу вольт сеточного смещения, охватываемого этими отрезками. В зависимости от характеристики лампы и напряжений U_{a0} и $U_{э0}$, значение U_{c0} — наклон линейки и расстояние между a и b (или b и c) будет изменяться. При этом: а) расстояние между a и b (или b и c) определяет наибольшую допустимую амплитуду на сетке лампы (при выбранных условиях режима); б) если ab не равно bc, то нелинейные искажения возрастут за счет появления второй гармоники (при $ab = bc$ нелинейные искажения определяются главным образом третьей гармоникой).

4. Линия ac является динамической характеристикой лампы в системе координат i_a, u_a. Наклон этой линии

определяет величину нагрузочного сопротивления R_a. При этом

$$R_a = \frac{100\,000}{I'_{a\sim}} \text{ ом},$$

где $I'_{a\sim}$ — изменение анодного тока (*ма*), приходящееся на 100 *в* изменения анодного напряжения (фиг. 78).

5. Если на сетку лампы подавать напряжение $U_{вх}$, равное разности сеточных смещений, соответствующих характеристикам, на которых расположены точки *a* и *b* (или *b* и *c*), то ток в цепи анода будет изменяться на $I_{a\sim}$ *ма*, определяемых из динамической характеристики (фиг. 78). При этом мощность, развиваемая лампой на нагрузочном сопротивлении R_a, будет равна:

$$P = \frac{I^2_{a\sim} \cdot R_a}{2} \cdot 10^{-6} \text{ вт},$$

где $I_{a\sim}$ — *ма*.

Пример 24. Рассчитать выходной каскад с трансформаторным выходом на пентоде, характеристики которого приведены на фиг. 78. Во вторичную обмотку трансформатора включен динамический громкоговоритель. Анодное напряжение равно 300 *в*, напряжение на экранирующей сетке равно 250 *в*, $R_i = 80\,000$ *ом*, $P_{a.макс} = 12$ *вт*. Полоса усиливаемых частот занимает диапазон от $f_н = 100$ *гц* до $f_в = 5\,000$ *гц* (норма допускаемого уменьшения усиления на этих частотах приведена раньше).

Расчет

1. В соответствии с пп. 1 и 2 указанного выше порядка расчета устанавливаем рабочую точку на пересечении линий $U_{a0} = 300$ *в* и $U_{c0} = 6$ *в* (фиг. 78), так как в этом случае $P_a \approx U_{a0} \cdot I_0 < 12$ *вт*.

2. После нескольких проб выберем наклон динамической характеристики, указанной на фиг. 78. При этом $R_a = \frac{100\,000}{14} = 7\,100$ *ом*, так как при изменении анодного напряжения на 100 *в* анодный ток изменяется на 14 *ма*.

3. При подаче на вход ступени напряжения $U_{вх} = 5$ *в* переменная составляющая анодного тока $I_{a\sim} = 25$ *ма*. Тогда

$$P = \frac{I^2_{a\sim} \cdot R_a}{2} = \frac{25^2 \cdot 7\,100}{2} \cdot 10^{-6} \approx 2{,}2 \text{ вт}.$$

4. Коэффициент трансформации выходного трансформатора равен:

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_г}} = \sqrt{\frac{7\,100}{90}} \approx 8{,}9 \approx 9,$$

т. е. $\frac{w_1}{w_2} = \frac{9}{1}$.

При расчете выходной ступени на пентоде следует пользоваться $R_г$ наибольшим (фиг. 75).

5. Индуктивность первичной обмотки трансформатора равна:

$$L_1 = \frac{0,346 \cdot R_i}{f_н} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 1} = \frac{0,346 \cdot 80\,000}{100} \cdot \frac{0,089}{1,089} = 22,6 \text{ гн},$$

так как

$$\alpha = \frac{R_a}{R_i} = \frac{7\,100}{80\,000} = 0,089.$$

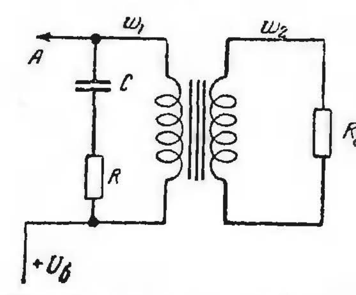
6. Индуктивность рассеяния

$$L_s = 0,028 \cdot \frac{R_i}{f_в} \cdot (\alpha + 1) = 0,0287 \cdot \frac{80\,000}{5\,000} \cdot 1,089 = 0,5 \text{ гн},$$

откуда

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,5}{22,6} = 0,022.$$

Обычно нагрузочное сопротивление R_a выходного каскада с пентодом шунтируется цепью из последовательно включенных C и R (фиг. 79). Эта цепь частично уменьшает усиление на высоких частотах (т. е. частотах, близких к $f_в$) и делает передачу более приятной для слуха. Величину R и C лучше всего подбирать опытным путем.



Фиг. 79. Включение корректирующей цепочки в первичную обмотку выходного трансформатора.

В выходных ступенях с трансформаторным выходом определенная часть мощности теряется в самом трансформаторе. В среднем для маломощных трансформаторов можно считать, что к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} = 0,8—0,9$.

Поверочный расчет. Когда заданы параметры трансформатора (n, L_1, L_s), а также параметры лампы и источников питания, то расчет можно производить в следующем порядке.

1. Определяют $\alpha = n^2 \cdot \frac{R_г}{R_i}$ (величина $R_г$ выбирается аналогично предыдущему).

2. Определяют, как и раньше, U'_{c0}, $U_{вх.макс}$, U_{c0}, $P_{a.макс}$ и т. д.

3. Для построения частотной характеристики определяют три ее точки:

а) на средних частотах (f порядка 1 000 *гц*): $\frac{K_0}{K_0}=1$;

б) на наинизшей частоте $f_н$

$$\frac{K_н}{K_0}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{R_i}{6,28\cdot f_н\cdot L_1}\right)^2\cdot\frac{1}{\left(1+\frac{R_i}{R_н}\right)^2}}};$$

в) на наивысшей частоте $f_в$

$$\frac{K_в}{K_0}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{6,28\cdot f_в\cdot L_s}{R_н}\right)^2\cdot\frac{1}{\left(1+\frac{R_i}{R_н}\right)^2}}}.$$

Частотами $f_н$ и $f_в$ задаются.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

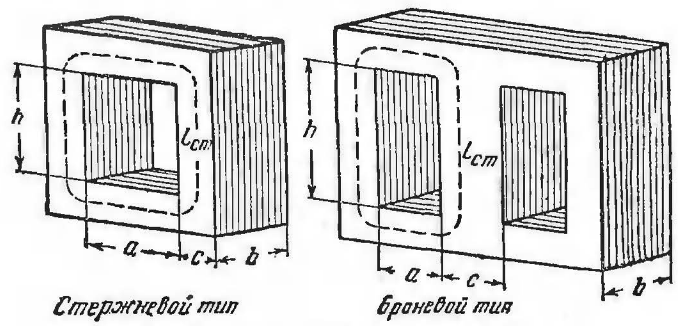
КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Трансформатор или дроссель низкой частоты состоит из сердечника, собранного из листов тонкой трансформаторной стали, и одной (в случае дросселя) или нескольких (в случае трансформатора) обмоток, намотанных на сердечник изолированным проводом. Сердечники трансформатора бывают двух типов: стержневого и броневого (фиг. 80). Обозначения параметров сердечника даны на той же фиг. 80. Обмотки бывают двух типов: цилиндрические и дисковые (фиг. 81). Если при расчете усилителя получается очень малая индуктивность рассеяния L_s ($\sigma < 0{,}008$), то обмотки рекомендуется наматывать секционированно.

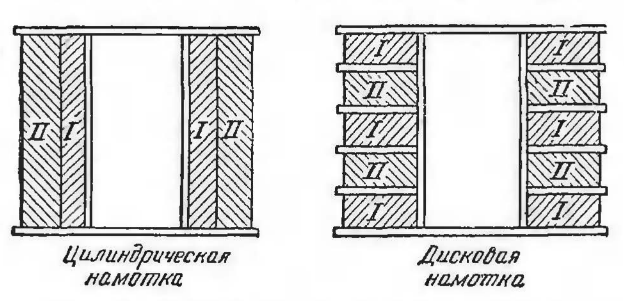
При проектировочном расчете трансформаторов исходными величинами являются: индуктивность первичной обмотки L_1, индуктивность рассеяния L_s, коэффициент трансформации n и ток подмагничивания I_0. В процессе расчета определяются тип и размеры сердечника, число витков и диаметр провода обмоток, способ намотки провода. Обычно тип и размеры сердечника также бывают заранее известны. Следует иметь в виду, что конструктивные

данные трансформатора очень сильно зависят от магнитных свойств трансформаторной стали. В последующем расчете эти свойства учитываются кривой фиг. 82, пригодной для стали со средними данными.

Расчет рекомендуется производить в следующем порядке.



Фиг. 80. Два типа сердечника трансформатора.



Фиг. 81. Два способа расположения обмоток трансформатора.

а) Трансформатор с подмагничиванием (размеры сердечника заданы).

1. Определяют величину

$$A = \frac{L_1 \cdot I_0^2}{l_{cm} \cdot Q_{cm}} \cdot 10^8, \qquad (108)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки, *гн*;
I_0 — ток подмагничивания, *а*;
l_{cm} — средняя длина магнитного пути (фиг. 88), *см*;
$Q = c \cdot b$ — площадь поперечного сечения сердечника трансформатора, *см*².

2. По найденной величине A по графику фиг. 82 определяют вспомогательную величину $Д$. Если $Д$ получается больше 4, то необходимо выбрать сердечник с бóльшим значением $l_{cm}Q_{cm}$.

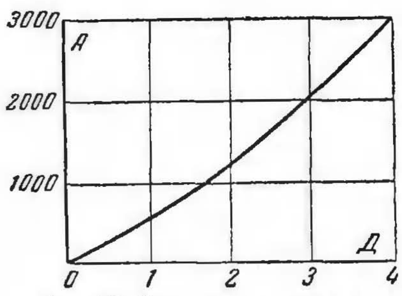
3. Определяют число витков первичной обмотки:

$$w_1 = \frac{Д \cdot l_{cm}}{I_0} \text{ витков.} \qquad (109)$$

Если рассчитывается трансформатор, то число витков вторичной обмотки равно:

$$w_2 = w_1 \cdot \frac{1}{n} \text{ витков.} \qquad (110)$$

4. Определяют диаметр (и сечение) проводов для каждой из обмоток и тип их изоляции. При выборе диаметра провода следует руководствоваться табл. 7, где дана зависимость диаметра провода от величины проходящего по нему тока. Тип изоляции выбирается в зависимости от напряжения анодной батареи: чем выше это напряжение, тем лучше должна быть изоляция. Для напряжений до $U_б = 300$ *в* можно применять любой тип изоляции, прокладывая, однако, изоляционные прокладки через несколько слоев намотки. Наибольшее число витков в данном объеме помещается при изоляции типов ПЭ и ПЭШО. Вторичные обмотки междуламповых трансформаторов наматываются обычно эмалированным проводом 0,08 *мм* (ПЭ).



Фиг. 82. Кривая для расчета трансформатора.

Несколько иначе определяется диаметр проводов для выходных трансформаторов. Здесь диаметр провода зависит от желательного к. п. д. (η_{mp}) трансформатора. Расчет производится в следующем порядке.

1. Задаются величиной η_{mp} 0,8—0,95.

Заметим, что чем выше η_{mp}, тем больше должен быть диаметр провода обмоток, т. е. потребуется больше места для размещения обмоток.

2. Определяют полное сопротивление первичной обмотки трансформатора:

$$r_1 + r_2' = \frac{R_н \cdot (1 - \eta_{тр})}{\eta_{тр}},$$

где r_1 — сопротивление провода первичной обмотки;

r_2' — перечисленное сопротивление провода вторичной обмотки;

$R_н$ — перечисленное в первичную обмотку трансформатора сопротивление нагрузки ($R_н = R_г\ n^2$);

$\eta_{тр}$ — заданный к. п. д. трансформатора.

Здесь определяется $r_1 + r_2'$, так как $\eta_{тр}$ задано, а $R_н$ известно из расчета ступени.

3. Принимают $r_1 = r_2'$ и определяют сопротивление провода обмотки на 1 *м* его длины:

$$r_{1м} = \frac{r_1}{l_{пр1}}\ ом/м,\quad r_{2м} = \frac{r_2}{l_{пр2}}\ ом/м,$$

где $r_2 = \frac{r_2'}{n^2}$, а затем по справочным таблицам для проводов подбирают ближайшие к найденным диаметры провода. Длину провода обмотки ($l_{пр1}$ и $l_{пр2}$) легко определить, зная число витков в обмотке и длину (из чертежа) среднего витка обмотки. Небольшая ошибка в определении $l_{пр}$ существенного значения не имеет.

Таблица 7

Диаметр провода без изоляции, *мм*	Площадь сечения, *мм²*	Допустимая нагрузка из расчета 1,5 *а/мм²*	Сопротивление 1 *м*, *ом*	Диаметр провода без изоляции, *мм*	Площадь сечения, *мм²*	Допустимая нагрузка из расчета 1 *а/мм²*, *ма*	Сопротивление 1 *м*, *ом*
0,08	0,00503	7,5	3,48	0,55	0,238	357	0,074
0,1	0,00785	12	2,23	0,64	0,322	483	0,054
0,15	0,0177	26	0,99	0,8	0,503	750	0,035
0,2	0,0314	47	0,56	1,0	0,785	1 200	0,022
0,25	0,0491	74	0,36	1,5	1,77	2 650	0,0099
0,35	0,0962	144	0,18	2,0	3,2	4 800	0,0056
0,4	0,0126	190	0,14	—	—	—	—

4. Определяют сечение меди по формуле

$$Q_м = (w_1 s_1 + w_2 s_2) \cdot 10^{-2}\ см^2, \quad (111)$$

где w_1 и w_2 — числа витков в обмотках, а s_1 и s_2 — площади поперечных сечений проводов обмоток (без изоляции), $мм^2$.

5. Определяют коэффициент заполнения меди:

$$f_м = \frac{Q_м}{Q_{окна}} = \frac{Q_м}{a \cdot h}, \quad (112)$$

где a и h (*см*) берутся согласно фиг. 80.

Таблица 8

Тип провода и диаметр \ Тип трансформатора		Выходной и междуламповый трансформатор. Напряжение меньше 300 *в*	Выходной трансформатор. Напряжение меньше 400 *в*	Выходной трансформатор. Напряжение от 600 до 2000 *в*
Эмаль (ПЭ)	0,05—0,2	0,2—0,15	0,2—0,11	—
ПШД	0,1—0,6	0,15—0,1	0,15—0,1	0,11—0,08
ПБД до	0,6	—	0,11—0,09	0,11—0,08
ПБД выше	0,6	—	—	0,11—0,08

Если $f_м$ не превышает среднего значения, приведенного в табл. 8, то можно приступить к вычерчиванию трансформатора; на чертеже следует разместить обмотки, прокладки и выводы.

б) Трансформатор без подмагничивания. Число витков первичной обмотки определяется по формуле

$$w_1 = 450 \cdot \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_{ст}}{Q_{ст}}}\ витков, \quad (113)$$

где обозначения L_1, $l_{ст}$ и $Q_{ст}$ имеют прежние значения.

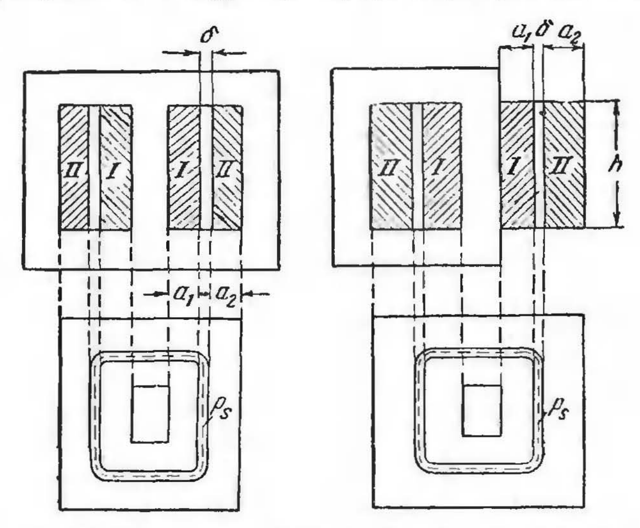
Дальнейший расчет ведется так же, как и в предыдущем случае, начиная с формулы (110).

Для выходного трансформатора следует проверить выполнение неравенства

$$5\,000 > \frac{U_{ам}}{f_н \cdot w_1 \cdot Q_{ст}} \cdot 10^8,$$

где $U_{ам}$ — амплитуда напряжения на зажимах первичной обмотки трансформатора. Приближенно можно полагать: для однотактной схемы — $U_{ам} \approx 0{,}5 U_б$; для двухтактной схемы — $U_{ам} \approx U_б$.

Если правая часть неравенства получится больше 5 000, то следует увеличить $Q_{ст}$ и трансформатор пересчитать вновь.



Фиг. 83. Обозначение основных величин, необходимых для расчета трансформатора.

Индуктивность рассеяния L_s определяется следующим образом:

а) Для расположения обмоток по фиг. 83 (цилиндрическая обмотка)

$$L_s = 1{,}38 \cdot \frac{w_1^2 \cdot p_s \cdot \delta' \cdot 10^{-8}}{h} \text{ гн}, \tag{114}$$

где

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \text{ см}. \tag{115}$$

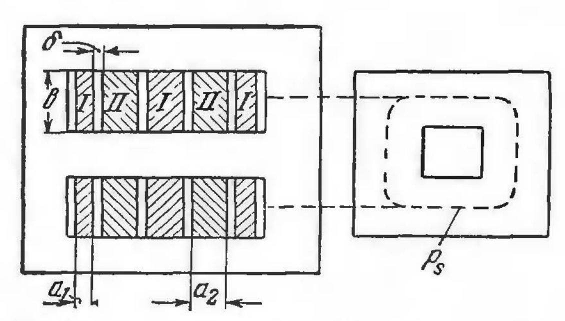
Обозначения p_s и h показаны на фиг. 83.

Чем меньше a_1, a_2 и δ и чем больше h, тем меньше L_s.

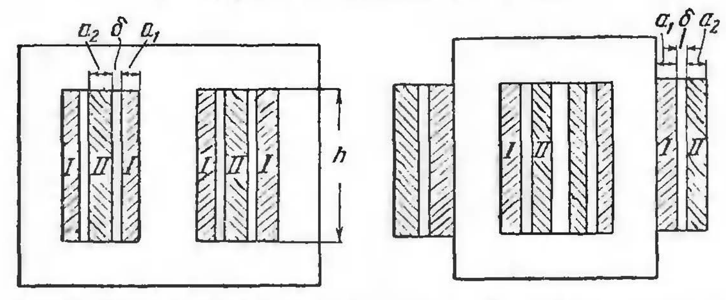
б) Для расположения обмоток по фиг. 84 (дисковая обмотка)

$$L_s = 1{,}258 \cdot \frac{w_1^2 \cdot p_s \cdot \delta'}{m \cdot b} \cdot 10^{-8} \text{ гн.}$$

Здесь p_s и δ' определяются, как и в предыдущем случае, m — число пар секций.



Фиг. 84. Обозначение основных величин, необходимых для расчета индуктивности рассеяния трансформатора с дисковой намоткой.



Фиг. 85. Обозначение основных величин, необходимых для расчета индуктивности рассеяния трансформатора при цилиндрической секционированной обмотке.

Чем больше b и чем меньше δ', тем меньше L_s.

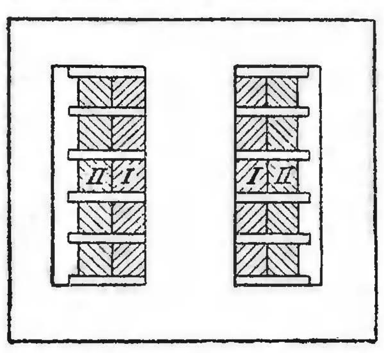
в) Для расположения обмоток по фиг. 85 (цилиндрическая секционированная обмотка)

$$L_s = 1{,}38 \cdot \frac{w_1^2 \cdot p_s \cdot \delta'}{m \cdot h} \cdot 10^{-8} \text{ гн,} \qquad (116)$$

где m — число пар секций.

Как видно, L_s у секционированных обмоток меньше, чем у несекционированных.

Выходной трансформатор желательно конструировать с малой индуктивностью рассеяния; междувитковая емкость значения здесь не имеет. Для междуламповых трансформаторов важно получить не только малую величину L_s, но и малое значение междувитковой емкости C_2. С этой целью выгодно использовать дисковую обмотку. Цилиндрическую обмотку также разделяют на секции (фиг. 86); величина L_s подсчитывается при этом по формуле (114). В среднем можно принять, что для цилиндрической несекционированной обмотки $C_2 \approx \approx 200$ *мкмкф*, а для дисковой обмотки и секционированной цилиндрической (фиг. 86) $C_2 \approx 50$ *мкмкф*.



Фиг. 86. Способ расположения обмоток трансформатора для уменьшения междувитковой емкости.

Пример 25. Рассчнтать междуламповый трансформатор, еслн заданы: $L_1 = 20$ *гн*, $L_s = 0{,}1$ *гн*, $n = 0{,}25$, сердечник броневого типа ($b = 2$ *см*, $a = 1{,}5$ *см*, $h = 4$ *см*, $c = 1{,}5$ *см*, $l = 16$ *см*), $I_0 = 2$ *ма*, $U_б = 250$ *в*.

Расчет

1. Так как в данном случае имеет место подмагничивание трансформатора, то сначала находнм велнчину A:

$$A = \frac{L_1 \cdot I_0^2}{l_{cm} \cdot Q_{cm}} \cdot 10^8 = \frac{20 \cdot (2 \cdot 10^{-3})^2}{16 \cdot (2 \cdot 1{,}5)} \cdot 10^8 = 167.$$

2. По графику фиг. 82 определяем $Д$:

$$Д \approx 0{,}4.$$

3. Определяем число витков первнчной обмотки:

$$w_1 = \frac{Д \cdot l_{cm}}{I_0} = \frac{0{,}4 \cdot 16}{2 \cdot 10^{-3}} = 3\,200 \text{ витков.}$$

Тогда

$$w_2 = \frac{w_1}{n} = \frac{3\,200}{0{,}25} = 12\,800 \text{ витков.}$$

4. Пусть для заданных условий пригоден как для первичной, так и вторичной обмотки провод ПЭ 0,08 ($s = 0{,}00503$ *мм*²).

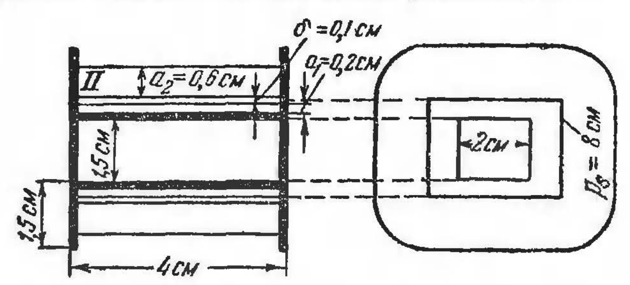
5. Тогда

$$Q_м = (w_1 \cdot s_1 + w_2 \cdot s_2) \cdot 10^{-2} = (3\,200 \cdot 0{,}00503 + 12\,800 \cdot 0{,}00503) \cdot 10^{-2} = 0{,}8\ см^2.$$

6. Определяем коэффициент заполнения меди:

$$f_м = \frac{Q_м}{a \cdot h} = \frac{0{,}8}{1{,}5 \cdot 4} = 0{,}133.$$

Сверяя полученное значение $f_м$ с его значением в табл. 8, заключаем, что обмотки в данном объеме укладываются.



Фиг. 87. Основные размеры трансформатора в примере 24.

7. Приступаем к размещению обмоток (фиг, 87). Выбираем цилиндрическую обмотку, так как она проще других, и обеспечиваем получение заданного значения L_s. Действительно,

$$L_s = 1{,}38 \cdot \frac{w_1^2 \cdot p_s \cdot \delta'}{h} \cdot 10^{-8} = 1{,}38 \cdot \frac{3\,200 \cdot 8 \cdot 0{,}365}{4} \cdot 10^{-8} = 0{,}103\ гн,$$

где

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} = 0{,}1 + \frac{0{,}2 + 0{,}6}{3} = 0{,}365.$$

Если бы найденное из формулы (114) значение L_s получилось больше заданного (на 10 и больше %), то необходимо было бы намотать первичную и вторичную обмотки плотнее, уменьшив число прокладок и δ. При малых заданных σ (меньше 0,01) необходимо обмотку секционировать.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

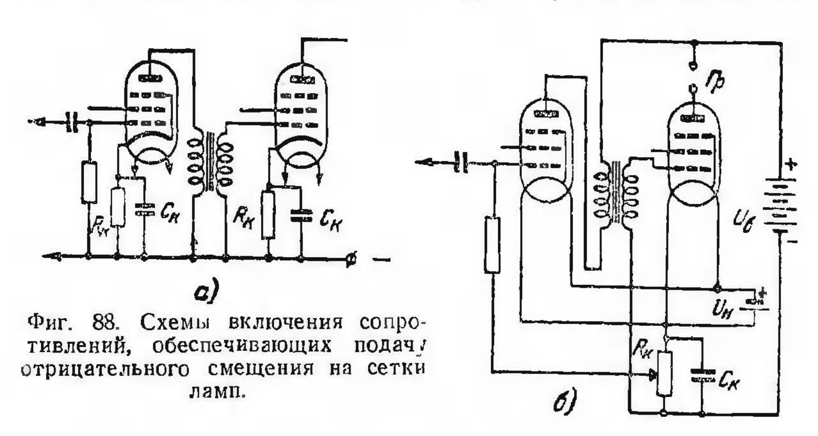
РАСЧЕТ АВТОМАТИЧЕСКОГО СМЕЩЕНИЯ

На управляющие сетки большинства ламп радиоприемника должно подаваться отрицательное смещение. Величина этого смещения колеблется от 0,5—1 до 30—50 *в* в зависимости от типа лампы и функций, которые она выполняет.

Источником смещения может служить батарея из сухих элементов, аккумулятор или падение напряжения на

зажимах сопротивления, включаемого для этой цели в разрыв анодной цепи (между общим минусом и катодом). Две типичные схемы последнего способа получения смещения приведены на фиг. 88.

Из приведенных на этой фигуре схем видно, что при подогревных лампах (фиг. 88,*а*) сопротивление смещения $R_к$ включено в анодную цепь каждой из ламп в отдельности. Такое включение весьма удобно, ибо не влечет за



Фиг. 88. Схемы включения сопротивлений, обеспечивающих подачу отрицательного смещения на сетки ламп.

собой опасности самовозбуждения усилителя. В неподогревных лампах такая схема неприменима, так как катоды ламп связаны общим источником питания, поэтому сопротивление смещения $R_к$ включается здесь в участок анодной цепи, общий для всех ламп радиоприемника (фиг. 88,*б*).

Напряжение смещения U_{c0} равно:

$$U_{c0} = I_0 \cdot R_к, \tag{117}$$

откуда

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_0},$$

где I_0 — ток покоя одной или нескольких ламп (см. схему), *а*.

Как определить I_0 каждой из ламп, было указано выше. Если сопротивление $R_к$ включено в участок анодной цепи, по которому проходит анодный ток нескольких ламп, то токи покоя отдельных ламп складываются и в формулу (117) подставляется сумма этих токов.

Следует иметь в виду, что полученное таким образом напряжение смещения уменьшает напряжение на аноде лампы. Поэтому, когда необходимое U_{c0} получается порядка 20—50 *в*, то следует учитывать получающееся снижение напряжения на аноде ламп, т. е. в этом случае $U_{a0} = U_б - I_0 \cdot R_к$.

Равным образом, если в анодную цепь лампы включаем большое активное сопротивление, например, в анодную цепь выходной лампы включен высокоомный громкоговоритель ($R_г = 2000$ *ом*), то необходимо учитывать еще и падение напряжения $I_0 \cdot R_г$, так что в общем случае $U_{a0} = U_б - I_0 \cdot R_к - I_0 \cdot R_г$.

Сопротивление смещения $R_к$ всегда шунтируется конденсатором $C_к$. Это делается для того, чтобы проходящий в анодной цепи ток звуковой частоты не создавал заметного падения напряжения высокой или звуковой частоты на сопротивлении, а замыкался бы этим конденсатором накоротко. Отсутствие этого конденсатора сильно уменьшает коэффициент усиления каскада (это обстоятельство используется для получения отрицательной обратной связи). Чем ниже звуковая частота в усилителе низкой частоты, тем большей величины должен быть конденсатор $C_к$. Поэтому расчет $C_к$ производится для наинизшей частоты усиливаемого диапазона. В усилителях высокой частоты емкость конденсатора $C_к$ берется значительно меньше, чем в усилителях низкой частоты.

В ступенях, в детекторной и усиления низкой частоты необходимую емкость конденсатора $C_к$ можно приблизительно определить по формуле

$$C_к \approx \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{f_н \cdot R_к} \text{ мкмкф.} \qquad (118)$$

В ступенях усиления высокой частоты емкость конденсатора $C_к$ обычно не рассчитывают, выбирая ее в пределах нескольких десятков тысяч микромикрофарад.

В заключение заметим, что при применении развязывающих фильтров в цепи сетки (см. ниже) величина емкости конденсатора $C_к$ может быть уменьшена или конденсатор $C_к$ может быть вообще исключен, но это относится лишь к схемам с трансформаторной связью.

Пример 26. Из расчета усилителя получено: $I_0 = 30$ *ма* при $U_{c0} = 45$ *в*. Рассчитать $R_к$ и $C_к$ для $f_н = 100$ *гц*.

Расчет

1. Определяем $R_к$:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_0} = \frac{45}{30 \cdot 10^{-3}} = 1\,500 \text{ ом}.$$

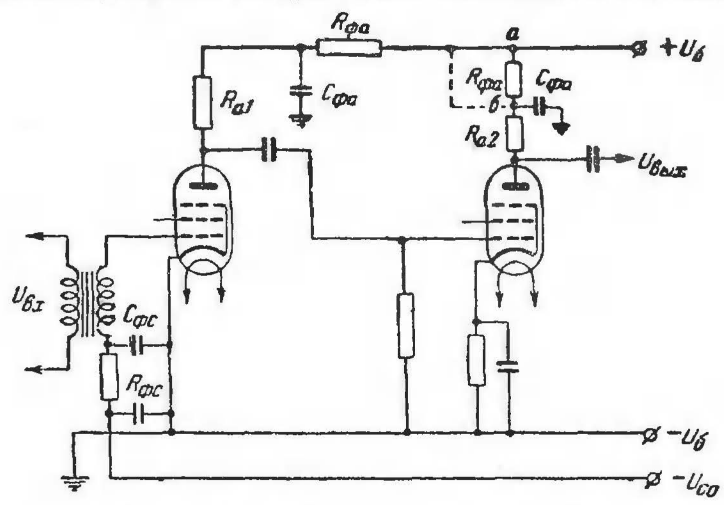
2. Определяем $C_к$:

$$C_к = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{f_н \cdot R_к} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{100 \cdot 1\,500} = 10 \text{ мкф}.$$

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

РАСЧЕТ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ ЦЕПЕЙ

В многоламповых радиоприемниках необходимо принимать специальные меры, направленные к устранению самовозбуждения, которое может появиться за счет влия-



Фиг. 89. Схема включения развязывающих фильтров.

ния последующих ступеней усиления на предыдущие ступени. С этой целью анодная и сеточная цепи каждой ступени отделяются друг от друга фильтром, состоящим из сопротивления $R_ф$ и емкости $C_ф$ (фиг. 89). Эти фильтры называются развязывающими фильтрами или развязывающими цепями.

Фильтр $R_{ф.с}C_{ф.с}$ в цепи сетки

Величина сопротивления $R_{ф.с}$ может быть вообще очень большой, но необходимо, чтобы она была в несколько раз меньше сопротивления изоляции конденсатора $C_{ф.с}$. В противном случае смещение на сетку, обусловленное падением напряжения на сопротивлении $R_{ф.с}$, уменьшится против расчетного. Величина сопротивления $R_{ф.с}$ практически берется (при хорошей изоляции конденсатора) порядка 0,5—1 *мгом*. Емкость конденсатора $C_{ф.с}$ чаще всего лежит в пределах 0,01 — 0,5 *мкф*. Если конденсатор $C_{ф.с}$ — электролитический, то сопротивление $R_{ф.с}$ должно быть порядка 50 000 — 100 000 *ом*, так как сопротивление изоляции электролитических конденсаторов очень невелико. Эти данные относятся как к высокочастотным, так и низкочастотным ступеням радиоприемника.

Фильтр $R_{ф.а}C_{ф.а}$ в цепи анода

Здесь величина сопротивления $R_{ф.а}$ не может быть выбрана произвольной, так как в нем теряется часть напряжения анодной батареи:

$$U_{пад} = I_0 \cdot R_{ф.а} \ в.$$

В некоторых схемах фильтр первой ступени присоединяется не к точке *а*, а к точке *б* (пунктир на фиг. 89). Тогда по сопротивлению фильтра второй ступени будет проходить анодный ток двух ламп и $U_{пад} = (I_{01} + I_{02}) \cdot R_{ф.а}$ *в*.

При определении U_{a0} второй лампы это падение напряжения необходимо вычитать из напряжения анодной батареи $U_б$. Напряжение на аноде первой лампы уменьшится еще и за счет падения напряжения на сопротивлении своего фильтра. Таким образом, зная необходимое значение U_{a0} и I_0 и напряжение $U_б$ анодной батареи, можно вычислить наибольшее допустимое значение $R_{ф.а}$. Чем больше $R_{ф.а}$, тем лучше фильтрация, но тем меньшее напряжение будет подаваться на анод лампы при данном $U_б$.

Выбор величины емкости $C_{ф.а}$ в ступенях усиления низкой частоты зависит от частотной характеристики

этих ступеней. Чем лучше должны усиливаться самые низкие частоты, тем больше должна быть емкость $C_{ф.а}$. Также, чем меньше величина сопротивления $R_{ф.а}$, тем больше должна быть емкость $C_{ф.а}$. Для детекторной ступени и ступеней усиления низкой частоты для определения $C_{ф.а}$ можно пользоваться приближенной формулой

$$C_{ф.а} = \frac{5 \cdot 10^6}{f_н \cdot R_{ф.а}} \ мкф. \qquad (119)$$

Для ступеней усиления высокой частоты величина $C_{ф.а}$ в большинстве случаев практики колеблется в пределах от 0,01 до 0,25 *мкф.*

Пример 27. В каскаде усиления низкой частоты лампа должна работать при $U_{a0} = 150$ *в.* При этом при $U_{c1} = -2$ *в* ток $I_0 = 2$ *ма.* Сопротивление нагрузки R_a получилось (из расчетов) равным 30 000 *ом.* Напряжение анодной батареи $U_б = 250$ *в.* Рассчитать $R_{ф.а}$ и $C_{ф.а}$, если $f_н = 125$ *гц.*

Расчет

1. На сопротивлении нагрузки R_a падает напряжение $U_{пад} = R_a \cdot I_0 = 30\,000 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 60$ *в.* Излишек напряжения ($U_{ф.а} = U_б - U_{пад} - U_{a0} = 250 - 60 - 150 = 40$ *в*) следует погасить на сопротивлении $R_{ф.а}$.

2. Следовательно,

$$R_{ф.а} = \frac{U_{ф.а}}{I_0} = \frac{40}{2 \cdot 10^{-3}} = 20\,000 \ ом.$$

3. Определяем величину емкости $C_{ф.а}$:

$$C_{ф.а} = \frac{5 \cdot 10^6}{f_н \cdot R_{ф.а}} = \frac{5 \cdot 10^6}{125 \cdot 20\,000} = 2 \ мкф.$$

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

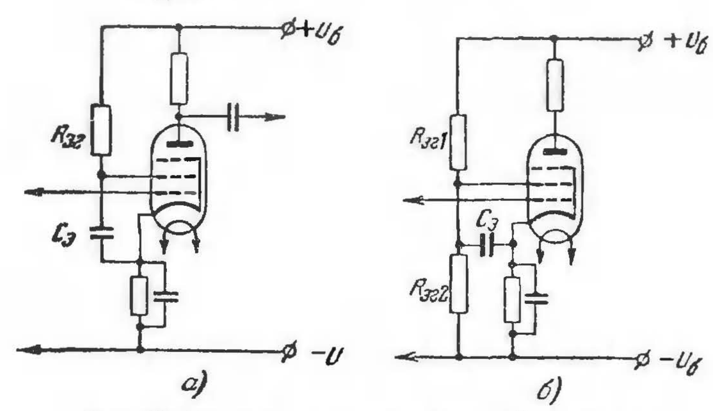
РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ЕМКОСТИ В ЦЕПИ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ

Обычно напряжение на экранирующей сетке должно быть меньше напряжения анодной батареи, с этой целью в цепь включается гасящее сопротивление. Две характерные схемы включения гасящих сопротивлений приведены на фиг. 90.

Для первой схемы (фиг. 90,*а*) гасящее сопротивление $R_{э.г}$ в цепи экранирующей сетки определяется по формуле

$$R_{в.г} = \frac{U_б - U_{в0}}{I_{в0}}\ ом, \qquad (120)$$

где $R_{в.г}$ — величина гасящего сопротивления, *ом*;
$I_{в0}$ — ток (*а*) в цепи экранирующей сетки, найденный по характеристике лампы при данных $U_{в0}$, U_{a0} и U_{c0} (*в*).



Фиг. 90. Схемы питания экранирующей сетки от источника анодного питания.

Для второй схемы (фиг. 90,*б*) сопротивления $R_{в.г1}$ и $R_{в.г2}$ определяются следующим образом:

1. Задаются величиной сопротивления $R_{в.г2}$ (порядка 20 000—60 000 *ом*) и при заданных $U_{в0}$, U_{a0} и U_{c0} из характеристики определяют $I_{в0}$.

2. Определяют $R_{в.г}$:

$$R_{в.г} = \frac{R_{в.г2} \cdot U_{в0}}{R_{в.г2} \cdot I_{в0} + U_{в0}}\ ом. \qquad (121)$$

3. Определяют $R_{в.г1}$:

$$R_{в.г1} = R_{в.г}\left(\frac{U_б}{U_{в0}} - 1\right) ом. \qquad (122)$$

Приведенные формулы для расчета гасящих сопротивлений пригодны как для ступеней усиления высокой частоты на экранированных лампах (и пентодах), так и для детекторных ступеней и ступеней усиления низкой частоты на этих же лампах.

Емкость конденсатора $C_в$ в обоих случаях обычно лежит в пределах от 0,01 до 1—2 *мкф.* Наименьшее значение $C_в$ характерно для ступеней усиления высокой частоты в батарейных радиоприемниках. Наибольшее значение $C_в$ характерно для ступеней усиления низкой частоты, а также для ступеней усиления высокой частоты в сетевых приемниках с плохой фильтрацией в выпрямителе. В последнем случае фильтр $R_{в.г}C_в$ уменьшает пульсации выпрямленного напряжения на экранной сетке и тем самым снижает фон переменного тока, который получался бы вследствие модуляции колебаний высокой частоты пульсациями напряжения $U_{в0}$.

Пример 28. Определить $R_{в.г1}$ и $R_{в.г2}$, если $U_б = 250$ *в*, $U_{в0} = 100$ *в* и $I_0 = 1$ *ма* (при $U_{a0} = 200$ *в*, $U_{в0} = 100$ *в* и $U_{c0} = -4$ *в*).

Расчет

1. Задаемся $R_{в.г2} = 50\,000$ *ом.*
2. Определяем $R_{в.г}$:

$$R_{в.г} = \frac{R_{в.г2} \cdot U_{в0}}{R_{в.г2} \cdot I_{в0} + U_{в0}} = \frac{50\,000 \cdot 100}{50\,000 \cdot 1 \cdot 10^{-3} + 100} = 33\,400 \text{ ом.}$$

3. Определяем $R_{в.г1}$:

$$R_{в.г1} = R_{в.г} \cdot \left(\frac{U_б}{U_{в0}} - 1 \right) = 33\,400 \left(\frac{250}{100} - 1 \right) = 50\,000 \text{ ом}$$

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

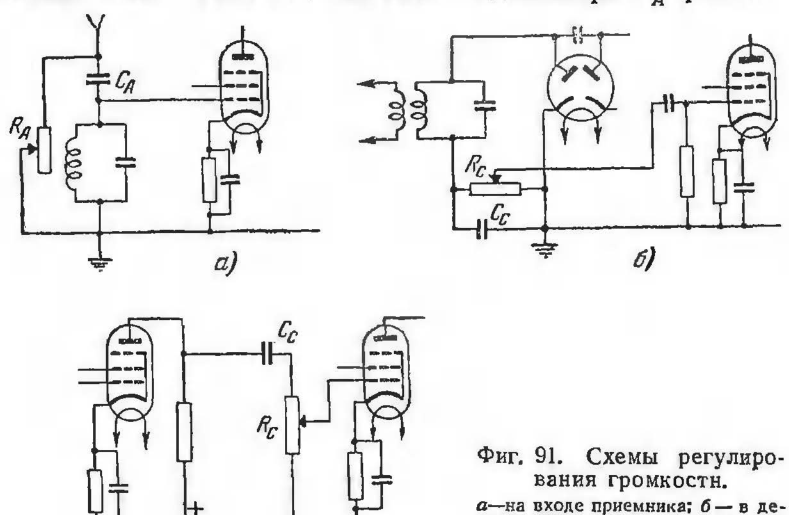
РУЧНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ГРОМКОСТИ

Ручное регулирование громкости обычно осуществляется либо на входе радиоприемника (фиг. 91,*а*), либо в детекторной ступени (фиг. 91,*б*), либо, наконец, в одной из ступеней усиления низкой частоты (фиг. 91,*в*).

В схемах фиг. 91,*б* и *в* расчет величин R_c и C_c ничем не отличается от приведенных раньше расчетов (см.

„Расчет линейного диодного детектора“ и „Расчет ступени усиления низкой частоты на сопротивлениях“).

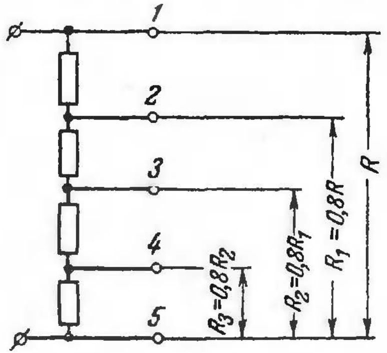
В схеме фиг. 91,*а* величина сопротивления R_A равна обычно 3 000—5 000 *ом.* Емкость конденсатора C_A рассчи-



Фиг. 91. Схемы регулирования громкости.

а—на входе приемника; *б* — в детекторной ступени; *в*—в ступени УНЧ.

тывается в соответствии с расчетом $K_{вх}$ и максимальной допустимой расстройки p (см. стр. 31, 32). В коротковолновых приемниках регулирование на входе приемника в большинстве случаев не применяется, так как напряженность поля в месте приема обычно невелика.



Фиг. 92. Изменение сопротивления регулятора громкости, обеспечивающее равномерное изменение громкости.

В высококачественных радиоприемниках регулирование громкости осуществляется либо по схеме фиг. 91,*б*, либо по схеме фиг. 91,*в*. В противном случае при желании понизить громкость на выходе только за счет регулирования напряжения на входе приемника напряже-

ние на входе детектора будет получаться небольшим и детектирование будет происходить на квадратичном участке, т. е. коэффициент нелинейных искажений сильно возрастет (при $m = 1$ — до 25%).

Потенциометры, сконструированные специально для регулирования громкости, обычно дают неравномерное изменение сопротивления с изменением положения на нем ползунка: вначале сопротивление между ползунком и концом потенциометра изменяется очень резко, а затем все более плавно. В результате громкость на выходе приемника изменяется равномерно, пропорционально изменению положения контакта на потенциометре. Однако указанная неравномерность распределения сопротивления должна при этом подчиняться определенному закону. В случае, например, изменения положения ползунка скачками сопротивление между началом потенциометра и каждой следующей секцией должно составлять определенную часть сопротивления между началом потенциометра и концом предыдущей секции. В схеме потенциометра на фиг. 92 каждое последующее сопротивление равно 0,8 предыдущего, что равносильно изменению громкости (при каждом переключении) на 2 *дб*.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

РЕГУЛИРОВАНИЕ ТОНА

Необходимость в регулировании тона обусловливается главным образом двумя обстоятельствами: необходимостью увеличивать коэффициент усиления на низких частотах при тихой передаче (подчеркивать низкие частоты) и необходимостью уменьшать усиление высоких частот при наличии помех, шипения иглы звукоснимателя и т. п. Ниже приведена схема, позволяющая либо подчеркивать низкие, либо срезать высокие частоты (фиг. 93).

На схеме фиг. 93 при перемещении ползунка *П* потенциометра влево подчеркиваются низкие частоты (и слегка срезаются высокие частоты), а при перемещении вправо — срезаются высокие частоты. Низкие частоты подчеркиваются за счет повышения напряжения на дросселе L_c, образующего с емкостью C_c колебательный контур, настроенный на частоту $f_н$. Ясно, что это повышение напряжения возможно только, когда включенное между

дросселем и катодом сопротивление невелико. Высокие частоты ослабляются конденсатором C_p, когда между ним и катодом включено небольшое сопротивление R_p.

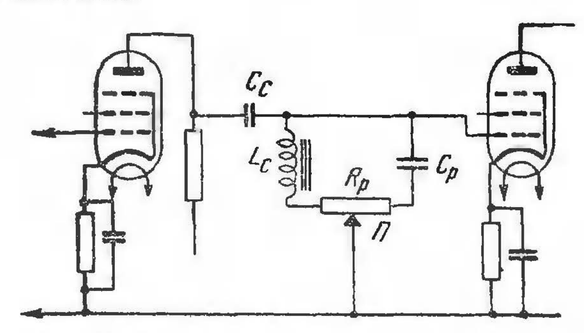
Необходимая индуктивность дросселя L_c определяется по формуле

$$L_c = \frac{25 \cdot 10^3}{f_н^2 \cdot C_c} \text{ гн}, \qquad (123)$$

где $f_н$ — низшая расчетная частота, *гц*;

C_c — емкость конденсатора (которой следует предварительно задаться), *мкф*.

Дроссель должен обладать незначительной распределенной емкостью.



Фиг. 93. Схема включения регулятора тона в цепь сетки лампы.

Величина сопротивления R_p определяется по формуле

$$R_p = \frac{10^6}{C_c \cdot f_н} \text{ ом}, \qquad (124)$$

где $f_н$ и C_c — то же, что и в формуле (123).

Емкость C_p можно принять равной: $C_p = (0{,}5 - 2) \cdot C_c$.

При положении ползунка *П* на середине потенциометра частотная характеристика ступени примерно соответствует характеристике нормальной схемы.

Желательно, чтобы $f_н$ не совпадала ни с 50, ни с 100 *гц*, так как это может вызвать (в сетевых приемниках) сильный фон переменного тока. Частоту $f_н$ ниже 50 *гц* выбирать не следует, так как это может ослабить устойчивость работы приемника.

Недостатком описанного тонрегулятора при подчеркивании низких частот следует считать использование резонансной системы, которая вносит некоторые искажения за счет присущей ей инерции.

Чаще всего тонрегулятор должен срезать только высокие частоты. Тогда он состоит лишь из емкости C_p и переменного сопротивления R_p (фиг. 94). Сопротивление R_p должно быть в 3—4 раза больше сопротивления R_c, а емкость конденсатора C_p — в 5—8 раз меньше емкости конденсатора C_c. Сопротивление R_c и емкость конденсатора C_c рассчитываются, как указано в разделе об усилителях низкой частоты.

Фиг. 94. Схема включения регулятора тона в анодную цепь лампы.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ВЫХОДНОЙ СТУПЕНИ РАДИОПРИЕМНИКА

Однотактная схема

В однотактной схеме коэффициент нелинейных искажений K_f определяется преимущественно величиной второй гармоники анодного тока.

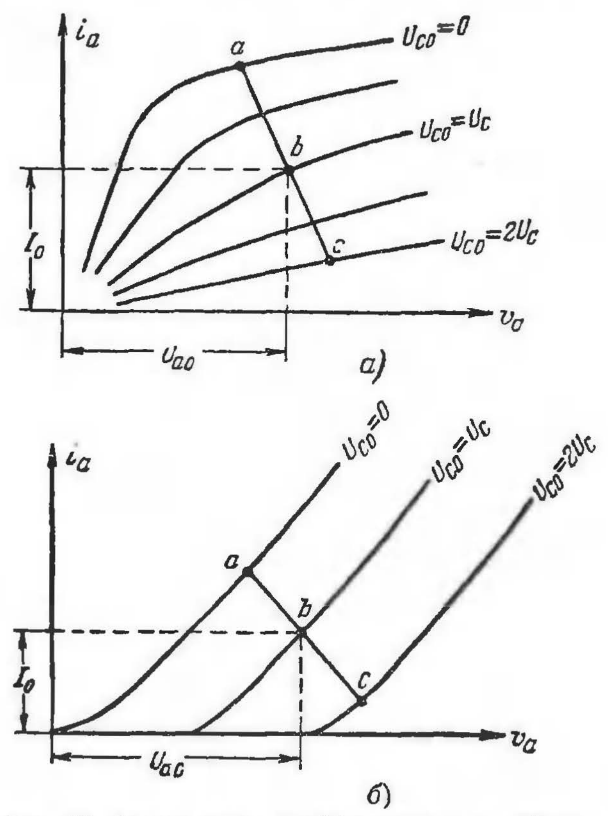
Для однотактных усилителей, работающих на триодах, лучевых тетродах или пентодах, величина K_f легко определяется графически. Для этого необходимо иметь характеристику лампы в системе координат i_a, u_a. Типичное семейство таких характеристик для лучевых тетродов и пентодов приведено на фиг. 95,*а*, а для триодов — на фиг. 95,*б*.

Коэффициент нелинейных искажений определяется по формуле

$$K_f = 0{,}5 \cdot \frac{ab - bc}{ab + bc}. \qquad (125)$$

Длины отрезков ab и bc определяются, как показано на фиг. 95.

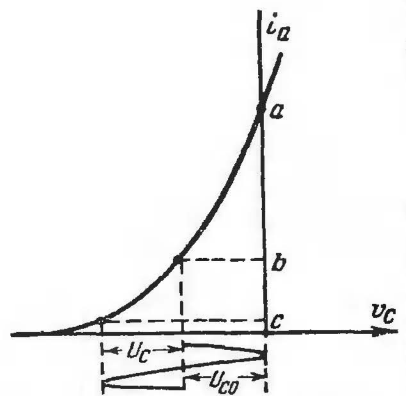
Практически поступают следующим образом. Выбрав по заданной мощности (см. выше) режим работы лампы



Фиг. 95. Определение коэффициента нелинейных искажений для различных типов ламп.
а—для лучевых тетродов и пентодов; *б*—для триодов.

(т. е. напряжение на аноде U_{a0}), смещение на сетке U_{c0} и наклон динамической характеристики ac (фиг. 78), измеряют длины отрезков ab и bc и подставляют их значения в формулу (125). Для получения правильного значения K_f измерение отрезков ab и bc надо производить очень тщательно.

Если динамическая характеристика лампы дана в системе координат i_a и u_c, то K_f определяется по той же формуле (125), но отсчет отрезков ab и bc необходимо производить так, как это показано на фиг. 96.



Фиг. 96. Определение коэффициента нелинейных искажений по динамической характеристике лампы в координатах i_a, v_c.

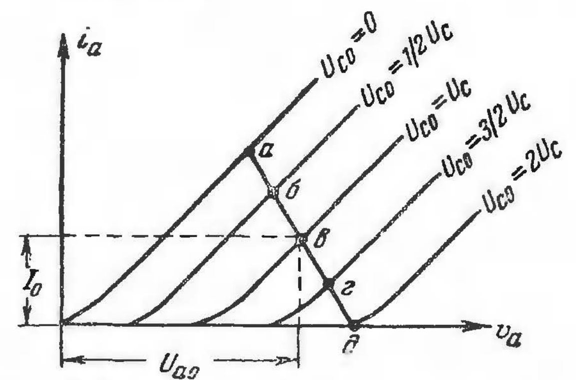
Двухтактная схема

Коэффициент нелинейных искажений в двухтактной схеме определяется главным образом третьей гармоникой анодного тока, так как вторая (вообще — четные) гармоника при двухтактной схеме компенсируется в нагрузочном сопротивлении.

В этом случае K_f определяется по формуле

$$K_f = 0{,}5 \cdot \frac{2бг - ад}{ад + бг}.$$

где *бг* и *ад* — отрезки на динамической характеристике (фиг. 97).



Фиг. 97. Определение коэффициента нелинейных искажений в двухтактных каскадах, работающих в режимах *A* и *AB*.

Этот способ определения K_f рекомендуется для усилителей, работающих в режиме *A* и *AB*.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ РАСЧЕТ

При введении в схему усилителя отрицательной обратной связи снижается коэффициент нелинейных искажений, однако вместе с тем уменьшается коэффициент усиления и отдаваемая усилителем в нагрузочное сопротивление номинальная мощность получается при увеличенном возбуждении.

Основным параметром в схеме с отрицательной обратной связью является коэффициент β, показывающий, какая часть выходного напряжения подается обратно на вход усилителя.

Если величина β определена расчетным путем или задана, то при этом легко определяются:

1) уменьшение коэффициента нелинейных искажений

$$K_{f\beta} = K_f \cdot \frac{1}{1+\beta \cdot K_0}, \tag{126}$$

где $K_{f\beta}$ — коэффициент нелинейных искажений при наличии отрицательной связи;

K_f — то же при отсутствии отрицательной обратной связи;

K_0 — коэффициент усиления при отсутствии отрицательной обратной связи;

2) уменьшение коэффициента усиления

$$K_\beta = \frac{K_0}{1+K_0 \cdot \beta}, \tag{127}$$

где K_β — коэффициент усиления при наличии отрицательной обратной связи;

K_0 — коэффициент усиления при отсутствии отрицательной обратной связи.

Для получения заданных мощности или напряжения на выходе усилителя при введении отрицательной обратной связи необходимо увеличить подаваемое на его вход напряжение:

$$U_{вх\beta} = U_{вх} \cdot (1 + K_0 \cdot \beta), \tag{128}$$

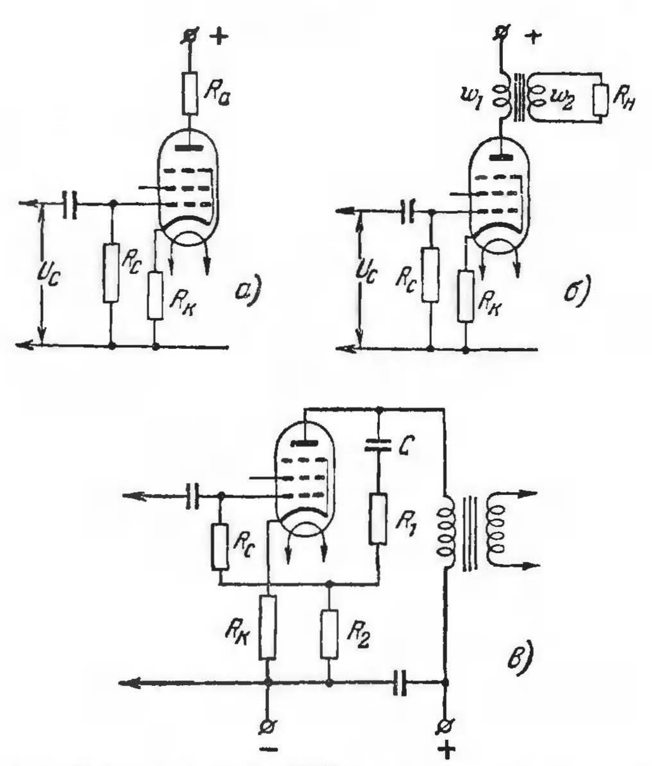
где $U_{вх\beta}$ — новое значение напряжения на входе;

$U_{вх}$ — напряжение на входе при отсутствии отрицательной обратной связи.

Переходим к определению значений β для различных схем с отрицательной обратной связью (фиг. 98).

Для схемы фиг. 98,*а* (схема отрицательной обратной связи по току)

$$\beta=\frac{R_к}{R_a}. \tag{129}$$



Фиг. 98. Схемы ступени УНЧ с отрицательной обратной связью.

Для схемы фиг. 98,*б* (разновидность предыдущей схемы)

$$\beta=\frac{R_к\cdot n^2}{R_н}, \tag{130}$$

где $n=\frac{w_1}{w_2}$ — коэффициент трансформации.

Для схемы фиг. 98,*в* (схема отрицательной обратной связи по напряжению)

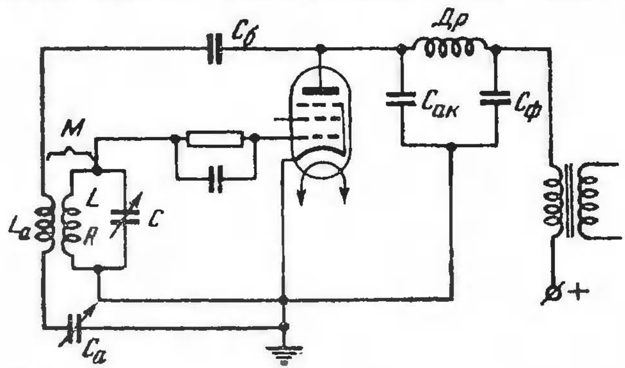
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (131)$$

При этом должно выполняться условие: $\frac{0{,}16}{f_н \cdot C} \ll R_1 + R_2$, т. е. практически надо выбирать емкость конденсатора не менее 0,25 *мкф*, а сумма $R_1 + R_2$ должна быть в несколько раз больше сопротивления анодной нагрузки.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

РАСЧЕТ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Положительная обратная связь в радиоприемниках осуществляется преимущественно в детекторной ступени с сеточным детектированием. В высококачественных радиоприемниках положительная обратная связь, как правило, совершенно не применяется и остается пока лишь в радиоприемниках прямого усиления (при малом числе ламп).



Фиг. 99. Схема детекторной ступени с положительной обратной связью.

Можно считать, что обратная связь осуществляется в большинстве случаев по схеме фиг. 99. Расчет положительной обратной связи для такой схемы заключается в определении величин L_a, M, $C_{ак}$ и C_a. На всем диапазоне частот радиоприемника должно иметь место самовозбуждение ступени при всех значениях емкости C_a, в пределах от $C_{a.\,макс}$ до $C_{a.\,мин}$: при значениях C_a, меньших $C_{a.\,мин}$, самовозбуждение должно прекращаться. Обычно проверку

производят на частотах $f_{макс}$ и $f_{мин}$ диапазона. В схеме фиг. 99 может быть использована как трехэлектродная, так и экранированная лампа или пентод.

Расчет схемы с положительной обратной связью производится в следующей последовательности:

1. Из таблиц и предыдущих расчетов определяют величины C_{ac} (емкость анод—сетка лампы), L, C, R и S.

2. Задаются величинами $C_{ак}$, $C_{а.\,макс}$, $C_{а.\,мин}$ и L_a.

3. Определяют величину взаимной индуктивности M, обеспечивающей самовозбуждение ступени при $f_{мин}$, по формуле, достаточно точной для практических расчетов:

$$M \approx \frac{R \cdot C_{макс}}{S} \cdot \frac{C_{а.\,макс} + C_{ак}}{C_{а.\,макс}} \cdot 10^{-3}\ мкгн; \qquad (132)$$

здесь R — активное сопротивление контура при $f_{мин}$ ($\lambda_{макс}$), *ом*;

$C_{макс}$ — максимальная емкость настройки контура при $f_{мин}$ ($\lambda_{макс}$), *мкмкф*;

S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*;

$C_{а.\,макс}$ — максимальная рабочая емкость конденсатора обратной связи при $f_{мин}$, *мкмкф*;

$C_{ак}$ — *мкмкф*;

L — индуктивность контура при $f_{мин}$ ($\lambda_{макс}$), *мкгн*.

Примечания: а) В формулу (132) обычно подставляют $0{,}85 - 0{,}9C_{а.\,макс}$ вместо $C_{а.\,макс}$, увеличивая тем самым запас в величине M. б) Сопротивление R должно учитывать все потери контура, как его самого, так и вносимые (из цепи анода предыдущей лампы и т. д.).

4. Определяют емкость $C_{а.\,мин}$, при которой возникает самовозбуждение на $f_{макс}$ ($\lambda_{мин}$):

$$C_{а.\,мин} = \frac{\frac{C_{мин} \cdot R}{S} \cdot C_{ак} \cdot 10^{-3} + L \cdot C_{ac}}{M - \frac{C_{мин} \cdot R}{S} \cdot 10^{-3}}, \qquad (133)$$

где $C_{а.\,мин}$ — минимальная емкость конденсатора обратной связи, *мкмкф*;

$C_{мин}$ — минимальная емкость настройки контура при $f_{макс}$, *мкмкф*;

R — полное активное сопротивление контура при $f_{макс}$, *ом*;
S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*;
$C_{ак}$ — *мкмкф*;
$C_{ас}$ — *мкмкф*;
L — индуктивность контура при $f_{макс}$, *мкгн*.

Если найденное значение $C_{а.\,мин}$ можно фактически в схеме фиг. 99 обеспечить уменьшением емкости конденсатора $C_а$ и притом еще остается некоторый запас для дальнейшего уменьшения $C_а$ (для срыва колебаний), то расчет можно считать законченным. В противном случае необходимо увеличить емкость $C_{ак}$ и произвести расчет вновь.

Пример 29. Рассчитать схему фиг. 99. При этом $f_{макс}=10^6$ *гц* и $f_{мин}=3{,}33\cdot10^6$ *гц*.

Расчет

1. Пусть из таблиц и предыдущих расчетов найдено, что $C_{ас}=0{,}05$ *мкмкф* (с учетом емкости монтажа). При частоте $f_{макс}$: $C_{мин}=50$ *мкмкф*; $L=500$ *мкгн*; $R=30$ *ом*. При частоте $f_{мин}$: $C_{макс}=450$ *мкмкф*; $L=500$ *мкгн*; $R=15$ *ом*; $S=2$ *ма/в*.

2. Пусть используются конденсатор $C_{а.макс}=300$ *мкмкф*; $C_{а.мин}=15$ *мкмкф*. Задаемся $C_{ак}=100$ *мкмкф* и $L_а=0{,}1\,L$.

3. Определяем по формуле (132) величину взаимной индуктивности:

$$M=\frac{R\cdot C_{макс}}{S}\cdot\frac{C_{а.макс}+C_{ак}}{C_{а.макс}}\cdot10^{-3}=\frac{15\cdot450}{2}\cdot\frac{300+100}{300}\cdot10^{-3}=$$

$$=4{,}5\ мкгн.$$

Так как $L_а=0{,}1\cdot a$, то $L_а=0{,}1\cdot500=50$ *мкгн*. Обычно катушка $L_а$ мотается на общем каркасе с коротковолновой катушкой приемника. Поэтому рассчитав конструктивно $L_а$, подбирают взаимное расположение $L_а-L$ так, чтобы обеспечить нужное значение M.

4. Находим емкость $C_{а.мин}$ согласно формуле (133):

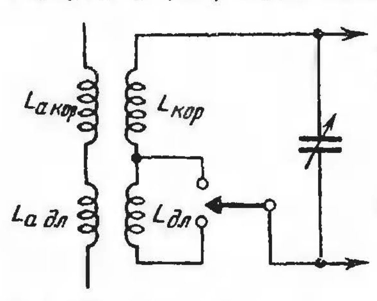
$$C_{а.мин}=\frac{\frac{C_{мин}\cdot R}{S}\cdot C_{ак}\cdot10^{-3}+L\cdot C_{ас}}{M-\frac{C_{мин}\cdot R}{S}\cdot10^{-3}}=\frac{\frac{50\cdot30}{2}\cdot100\cdot10^{-3}+500\cdot0{,}05}{4{,}5-\frac{50\cdot30}{2}\cdot10^{-3}}=$$

$$=26{,}7\ мкмкф.$$

Так как минимальная емкость $C_{а.мин}$ конденсатора обратной связи равна 15 *мкмкф*, то в нашем случае имеется возможность не допустить самовозбуждения ступени или сорвать происходящие в ней колебания.

Если в приемнике имеется поддиапазон длинных волн, то расчет обратной связи производится аналогичным образом. В качестве катушки обратной связи следует использовать ту же катушку L_a, но связь между L_a и длинноволновой катушкой необходимо делать значительно сильнее, чем в предыдущем случае. Можно катушку L_a разбить на две секции: коротковолновую и длинноволновую (фиг. 100). Коротковолновую секцию обычно делают равной $L_{а.кор} = 0{,}2 \cdot L_{кор}$, а длинноволновую секцию $L_{а.\,дл} = 0{,}1 L_{дл}$. Каждые из двух катушек связывают между собой настолько, чтобы обеспечить расчетные значения M.

При выполнении обратной связи по схеме фиг. 100 в формулу (134) подставляется $L_a = L_{а.\,кор} + L_{а.\,дл}$.



Фиг. 100. Осуществление положительной обратной связи при наличии в приемнике двух поддиапазонов.

При расчете коротковолновых приемников следует проверить выполнение условия

$$\frac{1}{\omega_в \cdot C_a} \gg \omega_в \cdot L_a, \qquad (134)$$

где $\omega_в$ — наивысшая круговая частота ($\omega_в = 6{,}28 \cdot f_в$);

C_a — рабочая величина емкости на этой частоте.

Если $\frac{1}{\omega_в \cdot C_a}$ получается лишь немногим больше $\omega_в \cdot L_a$ (в 2—3 раза), то следует уменьшить L_a, обеспечив при этом необходимое значение M более сильной связью катушек L_a и L.

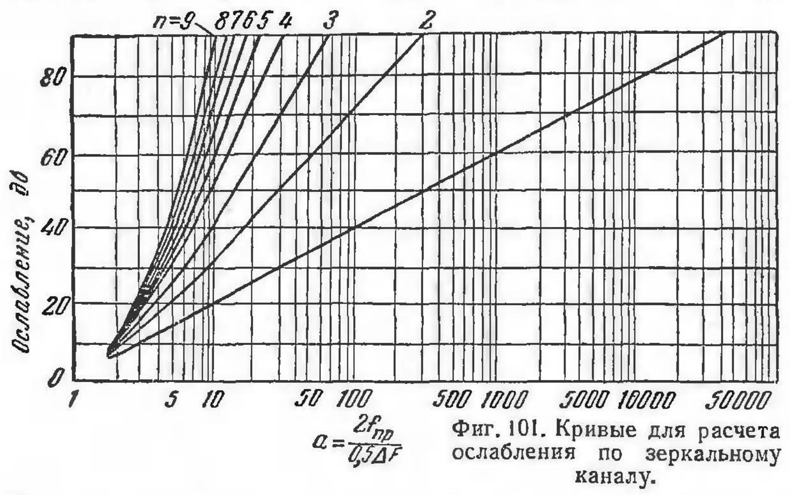
Емкость конденсатора $C_б$ (фиг. 99) должна быть в 10—15 раз больше емкости конденсатора $C_{ак}$. Обычно емкость $C_б$ выбирается порядка 5 000 *мкмкф*.

Если емкость конденсатора $C_ф$ принять равной 200 *мкмкф*, то индуктивность дросселя *Др* должна быть равна примерно 10 *мгн*.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ ПО ЗЕРКАЛЬНОМУ КАНАЛУ

При приеме сигналов на заданной высокой частоте f_c не исключена возможность одновременной работы других станций на частотах, отличающихся от принимаемой на величину удвоенной промежуточной частоты, т. е. $f'_c = f_c = 2f_{пр}$. При недостаточно хорошей избирательности ступеней предварительного усиления сигналы на частоте

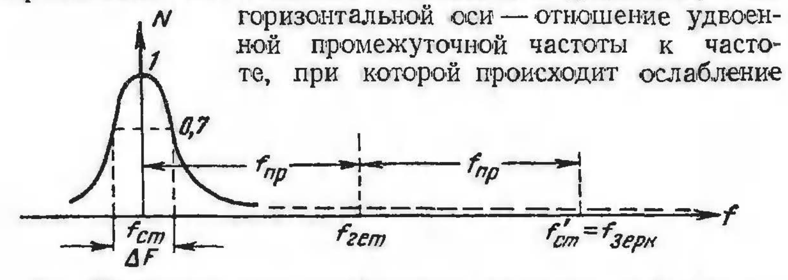


Фиг. 101. Кривые для расчета ослабления по зеркальному каналу.

f'_c пройдут на управляющую сетку преобразователя и после преобразования дадут ту же промежуточную частоту $f_{пр}$, что и сигнал на частоте f_c, т. е. создадут помехи приему сигнала на частоте f_c. Действительно, пусть $f_c = 10\,000$ *кгц* и $f_{пр} = 450$ *кгц*. Частота $f_{гет}$ гетеродина приемника, как указывалось выше, обычно выше принимаемой на величину промежуточной частоты, т. е. $f_{гет} = f_c + f_{пр} = 10\,000 + 450 = 10\,450$ *кгц*. Пусть теперь на сетку преобразователя поступают сигналы с частотой $f'_c = f_c + 2f_{пр} = 10\,000 + 900 = 10\,900$ *кгц*. При той же настройке гетеродина $f_{гет} = 10\,450$ *кгц* промежуточная частота от взаимодействия частот f'_c и $f_{гет}$ будет равна: $f_{пр} = f'_c - f_{гет} = 10\,900 - 10\,450 = 450$ *кгц*, т. е. сигналы

с частотой 10 900 *кгц* будут создавать помехи приему сигналов с частотой 10 000 *кгц*. Эти помехи носят название помех по симметричному или зеркальному каналу. Для подавления помех, проникающих в приемник по этому каналу, используется избирательность входной цепи и ступеней усиления, настраиваемых на частоту f_c принимаемого сигнала и слабо пропускающих колебания на частоте f_c'.

Для расчета ослабления сигналов по зеркальному каналу формулы, приведенные в гл. 3 для расчета избирательности и полосы пропускания контура, неприменимы. При больших расстройках между зеркальной и основной частотами для расчета ослабления удобно пользоваться специальным графиком (фиг. 101). На этом графике по вертикальной оси отложено ослабление в децибелах, а по горизонтальной оси — отношение удвоенной промежуточной частоты к частоте, при которой происходит ослабление



Фиг. 102. Чертеж, поясняющий основные величины, необходимые для расчета ослабления по зеркальному каналу.

в контуре до 3 *дб* (т. е. ослабление в 0,7 раза; см. фиг. 102). Различные кривые на фиг. 101 соответствуют различному числу одинаковых контуров, включенных между антенной и управляющей сеткой преобразователя.

Пример 30. Определить ослабление для частоты зеркального канала, если в схеме супергетеродина между антенной и преобразователем включено два контура с полосой пропускания $\Delta F = 20$ *кгц* при ослаблении 3 *дб*. Промежуточная частота $f_{пр} = 460$ *кгц*.

Решение

Находим отношение $a = \frac{2f_{пр}}{0,5 \cdot \Delta F} = \frac{2 \cdot 460}{0,5 \cdot 20} = 92$.

По фиг. 101 для $a = 92$ и $n = 2$ ослабление равно 70 *дб*.

С помощью графика фиг. 101 можно определить также необходимое число контуров при заданном ослаблении на частоте зеркального канала и заданные ΔF и $f_{пр}$.



ТАБЛИЦА ДЕЦИБЕЛ

дб	Отношение токов и напряжений		Отношение мощностей		дб	Отношение токов и напряжений		Отношение мощностей	
	Усиление	Ослабление	Усиление	Ослабление		Усиление	Ослабление	Усиление	Ослабление
0,1	1,01	0,989	1,02	0,977	4,2	1,62	0,617	2,63	0,380
0,2	1,02	0,977	1,05	0,955	4,4	1,66	0,603	2,75	0,363
0,3	1,03	0,966	1,07	0,933	4,6	1,70	0,589	2,88	0,347
0,4	1,05	0,955	1,10	0,912	4,8	1,74	0,575	3,02	0,331
0,5	1,06	0,944	1,12	0,891	5,0	1,78	0,562	3,16	0,316
0,6	1,07	0,933	1,15	0,871	5,5	1,88	0,531	3,55	0,282
0,7	1,08	0,923	1,17	0,851	6,0	1,99	0,501	3,98	0,251
0,8	1,10	0,912	1,20	0,832	6,5	2,11	0,473	4,47	0,224
0,9	1,11	0,902	1,23	0,813	7,0	2,24	0,447	5,01	0,199
1,0	1,12	0,891	1,26	0,794	7,5	2,37	0,422	5,62	0,178
1,1	1,13	0,881	1,29	0,776	8,0	2,51	0,398	6,31	0,158
1,2	1,15	0,871	1,32	0,759	8,5	2,66	0,376	7,08	0,141
1,3	1,16	0,861	1,35	0,741	9,0	2,82	0,355	7,94	0,126
1,4	1,17	0,851	1,38	0,724	9,5	2,98	0,335	8,91	0,112
1,5	1,19	0,841	1,41	0,708	10,0	3,16	0,316	10,00	0,100
1,6	1,20	0,832	1,44	0,692	11,0	3,55	0,282	12,6	0,079
1,7	1,22	0,822	1,48	0,676	12,0	3,98	0,251	15,8	0,063
1,8	1,23	0,813	1,51	0,661	13,0	4,47	0,224	19,9	0,050
1,9	1,24	0,803	1,55	0,646	14,0	5,01	0,199	25,1	0,040
2,0	1,26	0,794	1,58	0,631	15,0	5,62	0,178	31,6	0,032
2,2	1,29	0,776	1,66	0,603	16,0	6,31	0,158	39,8	0,025
2,4	1,32	0,759	1,74	0,575	17,0	7,08	0,141	50,1	0,020
2,6	1,35	0,741	1,82	0,550	18,0	7,94	0,126	63,1	0,016
2,8	1,38	0,724	1,90	0,525	19,0	8,91	0,112	79,4	0,013
3,0	1,41	0,708	1,99	0,501	20,0	10,00	0,100	100,0	0,010
3,2	1,44	0,692	2,09	0,479	25,0	17,7	0,056	$3,16 \cdot 10^{2}$	$3,16 \cdot 10^{-3}$
3,4	1,48	0,676	2,19	0,457	30,0	31,6	0,032	10^{3}	10^{-3}
3,6	1,51	0,661	2,29	0,436	35,0	56,0	0,018	$3,16 \cdot 10^{3}$	$3,16 \cdot 10^{-4}$
3,8	1,55	0,646	2,40	0,417	40,0	100,0	0,010	10^{4}	10^{-4}
4,0	1,58	0,631	2,51	0,398	50,0	316,0	0,003	10^{5}	10^{-5}



Цена 4 р. 50 к.

Мне всегда нравились старые, сильно потрёпанные книжки. Потрёпанность книги говорит о её высокой востребованности, а старость о вечно ценном содержании. Всё сказанное в большей степени касается именно технической литературы. Только техническая литература содержит в себе ту великую и полезную информацию, которая не подвластна ни политическим веяниям, ни моде, ни настроениям! Только техническая литература требует от своего автора по истине великих усилий и знаний. Порой требуется опыт целой жизни, чтобы написать небольшую и внешне невзрачную книгу.

К сожалению ни что не вечно в этом мире, книги треплются, разваливаются на отдельные листы, которые затем рвутся в клочья и уходят в никуда. Плюс ко всему орды варваров, которым без разницы, что бросить в костёр или чем вытереть свой зад. Именно их мы можем благодарить за сожженные и растоптанные библиотеки.

Если у Вас есть старая книга или журнал, то не дайте им умереть, отсканируйте их и пришлите мне. Совместными усилиями мы можем создать по истине уникальное и ценное собрание старых технических книг и журналов.

Сайт старой технической литературы:

http://retrolib.narod.ru